А. К. ОКСМАН

ПЕРЕДАЧА ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ ПО КОАКСИАЛЬНЫМ КАБЕЛЯМ

Издательство „СВЯЗЬ" • 1966

О 52

А. К. ОКСМАН

ПЕРЕДАЧА ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ ПО КОАКСИАЛЬНЫМ КАБЕЛЯМ

32304

Издательство „СВЯЗЬ" ● 1966

УДК 621.391.83:621.397.13:621.315.212

3—5
27—66

ПРЕДИСЛОВИЕ

На магистральных линиях связи Советского Союза широко применяются коаксиальные кабели. Диапазон частот в системах связи по коаксиальным кабелям позволяет осуществлять тысячи телефонных разговоров, телеграфные, фототелеграфные передачи, а также обмен телевизионными программами. Коаксиальные и радиорелейные линии связи дают возможность организовать разветвлённую сеть взаимосвязанных телецентров, охватить телевизионным вещанием весьма обширную территорию СССР, обмениваться телевизионными программами с другими странами.

Разработка аппаратуры уплотнения коаксиального кабеля К-1920 и внедрение её на ряде важных магистралей связи значительно расширили круг специалистов, интересующихся системами связи по коаксиальному кабелю и, в частности, передачей по кабелю телевидения.

Настоящая книга охватывает круг вопросов, относящихся к передаче телевизионных программ на дальние расстояния по магистральным коаксиальным кабелям. Рассматриваются различные способы построения аппаратуры и преобразования сигналов. Анализируются передача модулированных сигналов с несимметричными боковыми полосами и возможности устранения возникающих при этом искажений, механизм возникновения помех в тракте передачи телевидения.

Значительное внимание уделяется способам повышения помехозащищённости телевизионного канала путём введения предварительного искажения сигналов, правильного выбора глубины модуляции линейных сигналов, передачи «постоянной составляющей», правильного выбора несущей и контрольных частот системы. Кроме того, рассматриваются вопросы качества передачи — влияние различного рода искажений и помех при передаче изображений. Кратко изложены основные способы корректирования искажений.

В приложении приводятся сведения об отечественной системе многоканальной связи К-1920 и зарубежных системах передачи телевидения, а также основные требования к качеству телевизионных каналов.

Рассмотренные вопросы в той или иной мере относятся и к передаче видеотелефонных и других импульсных сигналов по широкополосным каналам кабельных и радиорелейных линий связи.

Книга рассчитана на инженеров связи, разрабатывающих, проектирующих и эксплуатирующих аппаратуру для передачи телевидения по линиям дальней связи.

Автор выражает благодарность за тщательное редактирование И. А. Аболицу, а также Г. Г. Бородзюку, А. П. Фильянович за важные замечания и советы, данные ими при просмотре и рецензировании рукописи.

Все замечания по книге просьба направлять в издательство «Связь» (Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2).

АВТОР

ГЛАВА 1

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СИГНАЛЕ ЧЁРНО-БЕЛОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

1.1. Общие замечания о видеосигнале

Полный телевизионный видеосигнал состоит из сигналов изображения и сигналов синхронизации. Последние содержат импульсы для гашения обратного хода луча приёмной (передающей) трубки по строкам и кадрам (гасящие импульсы) и синхронизирующие импульсы — строчные и полукадровые. Телевизионный стандарт СССР (ГОСТ 1845—55) предусматривает чересстрочную развёртку изображения, при которой ослабляется визуальный эффект мерцания воспроизводимого изображения без увеличения числа элементов разложения, передаваемых за одну секунду. Число строк разложения $z=625$, а число полукадров в секунду (полей) составляет 50. Отношение ширины кадра w к его высоте h (формат кадра) равно 4 : 3. Изображение развёртывается по строкам слева направо, а по полукадрам — сверху вниз. Полярность видеосигнала может быть положительной (позитив) и отрицательной (негатив). Если увеличению яркости изображения соответствует увеличение тока видеосигнала, то видеосигнал называют позитивным, если же увеличению яркости изображения соответствует уменьшение тока видеосигнала, то видеосигнал негативный. Импульсы синхронизации передаются в области «чернее чёрного».

Стандартные видеосигналы положительной полярности, подаваемые на вход оконечных передающих устройств телевизионного канала системы связи по коаксиальному кабелю, изображены на рис. 1.1. Согласно стандарту, за одну секунду передаётся 25 кад-

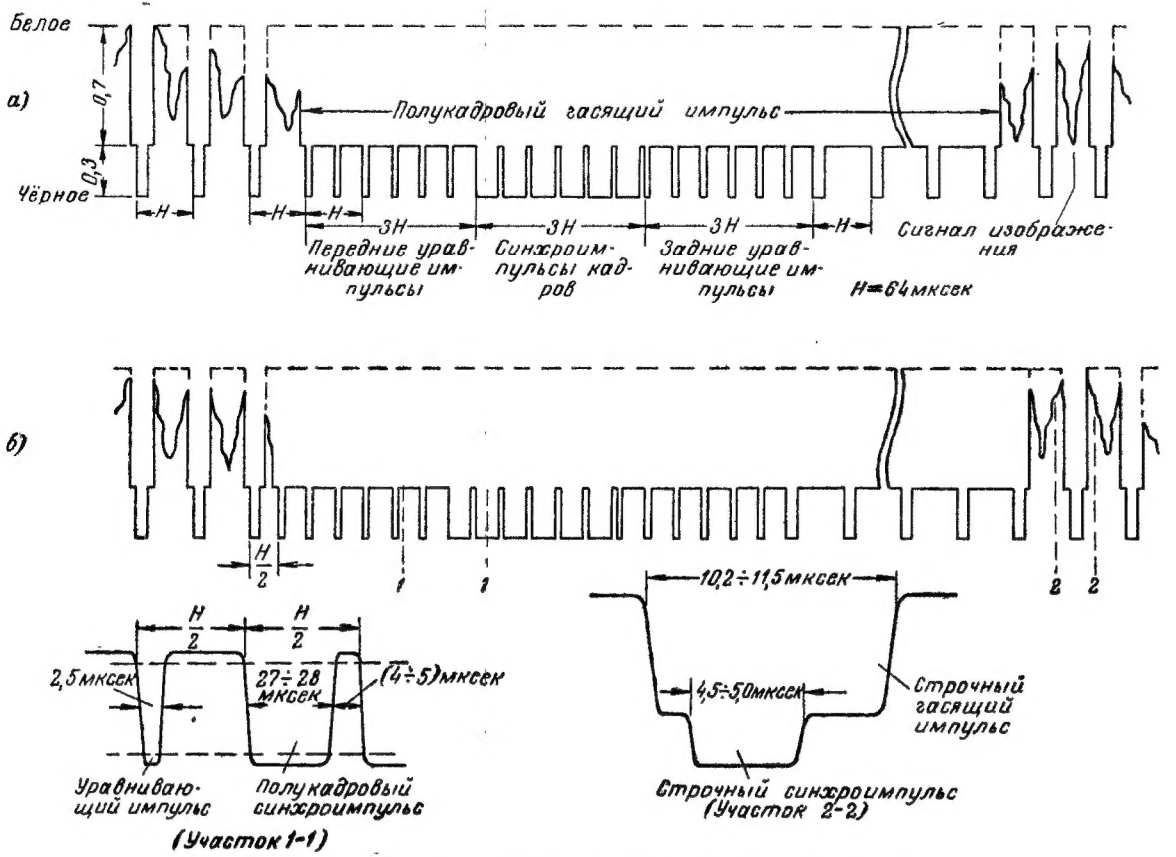


Рис. 1.1. Стандартные видеосигналы положительной полярности:
а) чётные строки; *б*) нечётные строки

ров (50 полукадров, или 15625 строк). Время передачи одной строки $T_c = 64$ *мсек* (величина H на рис. 1.1). Параметры всех гасящих и синхронизирующих импульсов показаны на рис. 1.1. Введение уравнивающих импульсов и нескольких кадровых синхронизирующих импульсов вместо одного широкого кадрового им-

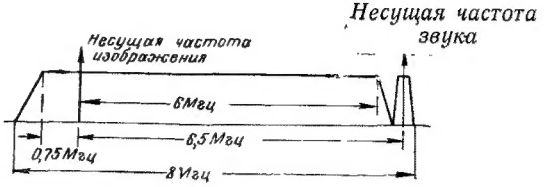


Рис. 1.2. Радиоканал телевизионного вещания

пульса (кадровые синхронизирующие импульсы можно рассматривать, как один импульс, разделённый вырезами на 6 импульсов) обеспечивает идентичные условия работы системы синхронизации полукадров чётных и нечётных строк и непрерывность работы строчной синхронизации во время передачи полукадровых импульсов.

ГОСТ также нормирует основные параметры системы местного телевизионного вещания. Отметим некоторые из них: ширина радиоканала (рис. 1.2) должна быть равной 8 *Мгц*, расстояние между несущими частотами сигналов изображения и звукового сопровождения равно 6,5 *Мгц*, а ширина остатка нижней боковой полосы, передаваемого без искажений, равна 0,75 *Мгц*. Изображение передаётся способом амплитудной модуляции (форма огибающей высокочастотного телевизионного сигнала соответствует рис. 1.3), а звуковое сопровождение — способом частотной модуляции.

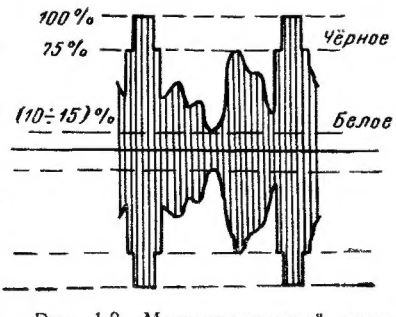


Рис. 1.3. Модулированный сигнал укв передатчика

Зарубежные стандарты чёрно-белого телевидения также предусматривают формат кадра 4 : 3, чересстрочную развёртку изображения и передачу импульсов синхронизации в области «чернее чёрного». Звуковое сопровождение передаётся либо способом частотной модуляции, либо способом амплитудной модуляции. Некоторые параметры различных систем телевидения приведены в табл. 1.1.

ТАБЛИЦА 1.1

Страна	Параметры систем телевидения				
	Число строк разложения	Число полукадров в сек	Частота строк *гц*	Номинальная ширина видеоканала, *Мгц*	Ширина радиоканала *Мгц*
Англия	405	50	10 125	3	5
США, Япония,	525	60	15 750	4	6
ФРГ, Швеция и др.	625	50	15 625	5	7
СССР	625	50	15 625	6	8
Франция, Бельгия	819	50	20 475	10	14

1.2. Спектральный состав и спектральное распределение мощности реальных чёрно-белых видеосигналов

Реальные видеосигналы носят импульсный характер. Это определяется скачкообразным изменением яркости на границе двух объектов изображения с различной освещённостью, а также системой гасящих и синхронизирующих импульсов. Частотный спектр идеализированных видеосигналов с бесконечно крутыми фронтами скачков яркости теоретически не ограничен. Практически он ограничивается рядом причин, в частности, тем, что электронные лучи передающей и приёмной трубок имеют сечение с конечными размерами и не могут быть сколь угодно малыми.

Несмотря на самые различные возможные виды изображений, спектральная структура всех видеосигналов носит один, вполне определённый характер. Это объясняется тем, что преобразование изображений в электрические сигналы связано с процессом развёртки, который, в основном, определяет спектральную структуру сигнала [1]).

Рассмотреть спектр видеосигнала проще всего в случае передачи неподвижного изображения, т. е. неменяющегося во времени. Соответствующий такому изображению видеосигнал будет периодической функцией времени. При прогрессивной развёртке изменение яркости вдоль любой строки разложения периодически будет повторяться с частотой кадров $F_к$. Время прохождения кадра обозначим $T_к = 1/F_к$. Если время, используемое для развёртки сигнала вдоль одной строки, обозначим $T_р$, а время для обратного

[1]) Подробный анализ процесса развёртки изображения был произведён Мерцем и Грэем в 1934 г. и описан в Bell System Tech. Journal, 1934, july.

хода луча к началу следующей строки — $T_з$, то период частоты строк $T_с$ будет равен $T_с = T_р + T_з$. Практически $T_р = (0{,}82 \div 0{,}84)\, T_с$, а $T_з = (0{,}16 \div 0{,}18)\, T_с$.

Функцию изменения яркости вдоль первой строки изображения обозначим $B_1(x)$, а соответствующую ей временну́ю функцию изменения тока видеосигнала $f_1(t)$ (рис. 1.4). Очевидно, что $f_1(t)$

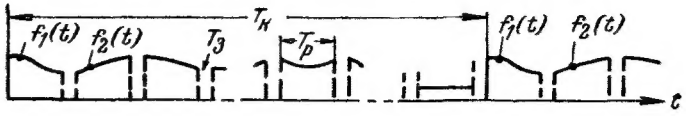


Рис. 1.4. Функция сигнала изображения

существует лишь в те отрезки времени, когда развёртывающий луч прочерчивает первую строку изображения, т. е.

$$f_1(t) = \begin{cases} f_1(t) & \text{при } pT_к \leqslant t \leqslant pT_к + T_с - T_з; \\ 0 & \text{при } pT_к \geqslant t \geqslant pT_к + T_с - T_з; \quad p = 0, 1, 2 \ldots \end{cases} \tag{1.1}$$

Аналогично для какой-либо i-ой строки имеем $B_i(x)$ и

$$f_i(t) = \begin{cases} f_i(t) & \text{при } pT_к + (i-1)\,T_с \leqslant t \leqslant pT_к + i\,T_с - T_з; \\ 0 & \text{при } pT_к + (i-1)\,T_с \geqslant t \geqslant pT_к + i\,T_с - T_з. \end{cases} \tag{1.2}$$

Все функции $f_i(t)$ имеют общий период повторения $T_к$ и поэтому могут быть представлены рядами Фурье вида:

$$f_i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_{in} \cdot \cos(n\Omega_к t + \varphi_{in}), \tag{1.3}$$

где $\Omega_к = \dfrac{2\pi}{T_к}$ — круговая частота кадров.

Предположим, что время обратного хода луча $T_з = 0$. Тогда суммарный сигнал, соответствующий передаче яркостей всех строк изображения, равен сумме сигналов $f_i(t)$:

$$f'(t) = \sum_{i=1}^{i=z} f_i(t) = \sum_{i=1}^{i=z} \left[\sum_{n=0}^{n=\infty} A_{in} \cos(n\Omega_к t + \varphi_{in}) \right], \tag{1.4}$$

где z — число строк разложения.

Поскольку сумма таких косинусоидальных рядов представляет также косинусоидальный ряд, то можно записать, что

$$f'(t) = \sum_{n=0}^{n=\infty} A_n \cos(n\Omega_к t + \varphi_n). \tag{1.5}$$

Наличие гасящих импульсов строчной развёртки изображения приводит к периодическим разрывам функции $f'(t)$, как это видно из рис. 1.4. Чтобы учесть эти разрывы в реальном сигнале $f(t)$, когда $T_з \neq 0$, достаточно умножить $f'(t)$ на функцию $H(t)$ (рис. 1.5).

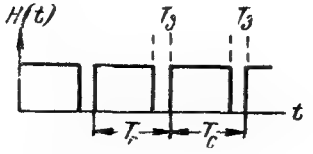


Рис. 1.5. Функция $H(t)$

Рис. 1.6. Схема спектра видеосигнала при чересстрочной развёртке

Очевидно, что

$$H(t)=\begin{cases}1 & \text{при } pT_c \leqslant t \leqslant pT_c - T_з;\\ 0 & \text{при } pT_c - T_з \leqslant t \leqslant pT_c: \quad p=1,2,3\ldots\end{cases} \tag{1.6}$$

Умножение $f'(t)$ на $H(t)$ не влияет на сигнал во время прохождения строки и «гасит» сигнал во время передачи импульса гашения.

Функция $H(t)$ является периодической функцией частоты строк и поэтому может быть представлена рядом Фурье

$$H(t)=\varepsilon+\sum_{m=1}^{m=\infty}A_m\cos(m\omega_c t+\varphi_m), \tag{1.7}$$

где $\varepsilon=1-\frac{T_з}{T_c}\approx 0{,}82\div 0{,}84$; $\varphi_m=m\pi\varepsilon$; $\omega_c=\frac{2\pi}{T_c}$.

Умножая $f'(t)$ на $H(t)$, получаем выражение для видеосигнала без импульсов синхронизации

$$f(t)=f'(t)H(t)=\sum_{n=0}^{\infty}A_n\cos(n\Omega_к t+\varphi_n)\left[\varepsilon+\right.$$
$$\left.+\sum_{m=1}^{\infty}A_m\cos(m\omega_c t+\varphi_m)\right]. \tag{1.8}$$

Из выражения (1.8) следует, что при передаче неподвижного изображения видеосигнал обладает линейчатым (дискретным) спектром частот. Он содержит составляющие с низкими частотами $n\Omega_к$ (гармоники кадровой частоты), гармоники частоты строк $m\omega_c$ и их боковые составляющие $(m\omega_c \pm n\Omega_к)$, а также постоянную составляющую величины $A_0\varepsilon$.

При чересстрочной развёртке изображения (рис. 1.6) место частоты кадров в спектре занимает частота полукадров (полей),

равная $2F_к$. Спектры сигналов различных неподвижных изображений имеют одинаковый частотный состав и отличаются амплитудами и фазами отдельных частотных составляющих. При движении (изменении) изображений амплитуды и фазы всех составляющих изменяются во времени, т. е. модулируются, приобретая свои боковые частоты, а постоянная составляющая также изменяется во времени, превращается в «среднюю составляющую», содержащую частоты от нуля до нескольких герц.

Исходя из свойств рядов Фурье, можно сделать вывод, что амплитуды составляющих видеосигнала $m\omega_с$, $n\Omega_к$ должны убывать с увеличением частоты, а амплитуды составляющих $(m\omega_с+n\Omega_к)$ и $(m+1)\omega_с-n\Omega_к$, находящиеся в промежутке спектра от $m\omega_с$ до $(m+1)\omega_с$, должны убывать по мере удаления от $m\omega_с$ и $(m+1)\omega_с$ соответственно. Отдельные специфические изображения могут отклоняться от этого правила. Очевидно, что наиболее быстрое изменение амплитуд будет иметь место в нижней части спектра. Импульсы сихронизации строк и кадров также будут иметь спектры $m\omega_с$ и $n\Omega_к$ соответственно.

В результате проведённых экспериментальных исследований распределения мощности по спектру для различных реальных видеосигналов установлено, что

1) почти вся мощность видеосигналов сосредоточена в области частот от 0 до 1,5 *Мгц*, причём основная мощность сигнала сосредоточена в спектре частот ниже 200÷300 *кгц*;

2) перепад уровней амплитуд составляющих сигнала во всём спектре видеочастот (рис. 1.7) достигает 38÷40 *дб*, причём в области частот от 0 до 200 *кгц* изменение уровней происходит быстро и составляет примерно 20 *дб* (2,3 *неп*);

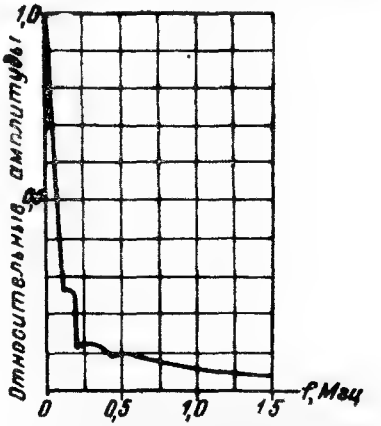


Рис. 1.7. Распределение среднних относительных амплитуд составляющих видеосигнала по спектру

3) в области низших видеочастот (до 300÷500 *кгц*) чётко обнаруживается концентрация энергии в узких областях спектра вокруг гармоник частоты строк $m\omega_с$.

В серединах промежутков между соседними гармониками $m\omega_с$ и $(m+1)\omega_с$ мощность сигнала ничтожно мала. С увеличением частоты эти области концентрации энергии становятся менее чёткими. Особенности энергетического спектра видеосигналов следует учитывать при проектировании аппаратуры.

1.3. Полоса частот, необходимая для высококачественной передачи видеосигналов

Важнейшей характеристикой качества телевизионного изображения является чёткость, которая определяет возможность передачи мелких деталей изображения. Различают чёткость в вертикальном и в горизонтальном направлениях. Чёткость по вертикали (число элементов разложения по вертикали) определяется числом строк разложения и размерами развёртывающего пятна.

Из 625 строк разложения примерно 45—46 строк используются для передачи двух полукадровых гасящих импульсов и 580 — для передачи самого изображения.

Середина развёртывающего пятна (луча) не всегда точно совпадает с серединами передаваемых мелких элементов изображения. Это приводит к уменьшению примерно на 15—20% среднего числа различимых по вертикали элементов, т. е. к уменьшению чёткости по вертикали до $n_в = 580(0{,}8 \div 0{,}85) = 470 \div 500$ элементов.

Чёткость по горизонтали зависит не только от размеров и формы лучей передающей и приёмной трубок, но и от амплитудно-частотной характеристики всего тракта передачи, от его рабочей полосы частот [1]). Желательно, чтобы чёткость по горизонтали была не меньше чёткости по вертикали.

Ширина изображения w больше его высоты h. Следовательно, по горизонтали должно воспроизводиться $n_г = \frac{w}{h} n_в \approx 650$ элементов.

Время передачи одной строки $T_с = 64 \cdot 10^{-6}$ *сек.* Примерно 16% этого времени используется для передачи строчного импульса гашения обратного хода луча. Следовательно, на передачу одного элемента изображения может быть отведено время

$$t_1 \approx 0{,}84 \frac{64}{650} \cdot 10^{-6} = 0{,}083 \text{ } мксек.$$

Если длительность перехода от белого изображения к чёрному (и наоборот) не превышает этой величины, то ширина перехода на изображении будет не больше ширины одного элемента разложения, и переход воспринимается глазом как скачкообразное изменение яркости. Поэтому желательно, чтобы полоса частот видеоканала могла обеспечить время нарастания передаваемых видеоимпульсов порядка 0,083 *мксек.*

---

[1]) На практике чёткость всего изображения часто определяют числом строк. В этом случае предполагается, что ширина рабочей полосы частот канала вполне достаточна.

Предположим, что имеется идеализированный видеотракт (рис. 1.8) с граничной частотой F_m, обеспечивающий прохождение без искажений всех составляющих видеосигнала от нулевой частоты до F_m и не пропускающий составляющие выше F_m. Для такого тракта коэффициент передачи

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 \quad \text{и} \quad \varphi(\Omega) = \tau\Omega, & \text{если } \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 \quad \text{для всех } \Omega > \Omega_{m0}. \end{cases}$$

Практически возможно осуществить характеристики, лишь в известной степени приближающиеся к идеализированным. Допустим, что на вход тракта подан единичный скачок напряжения

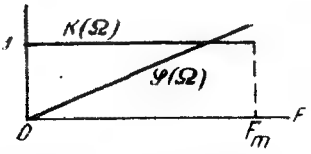


Рис. 1.8. Характеристики идеализированного видеотракта

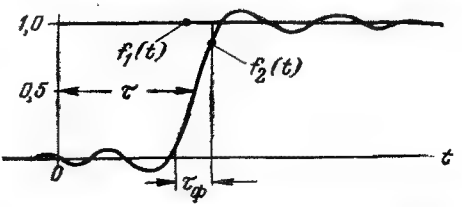


Рис. 1.9. Переходный процесс на выходе идеального видеотракта

(рис. 1.9) с бесконечно крутым фронтом. Такой сигнал можно представить следующим интегралом:

$$f_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{\sin \Omega t}{\Omega}\, d\Omega. \qquad (1.9)$$

На выходе идеального видеотракта с граничной частотой F_m появится сигнал (рис. 1.9)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \frac{\sin \Omega (t-\tau)}{\Omega}\, d\Omega = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Si}\,[\Omega_m (t-\tau)]. \qquad (1.10)$$

Выходной сигнал представляет собою функцию интегрального синуса, которая вычисляется с помощью специальных таблиц. Скорость нарастания выходного сигнала будет максимальной в момент времени $t=\tau$ и равна $\frac{1}{\pi}\Omega_m$. Если бы скорость нарастания выходного сигнала была неизменной и равной $\frac{1}{\pi}\Omega_m$ в течение всего

времени нарастания сигнала от 0 до 1, то время нарастания сигнала определялось бы из выражения

$$\tau_ф \frac{1}{\pi} \Omega_m = 1 \quad \text{или} \quad \tau_ф = \frac{1}{2} F_m.$$

В действительности (рис. 1.9), за время $\tau_ф$ сигнал успевает измениться от 0,05 до 0,95 от своего установившегося значения, равного единице.

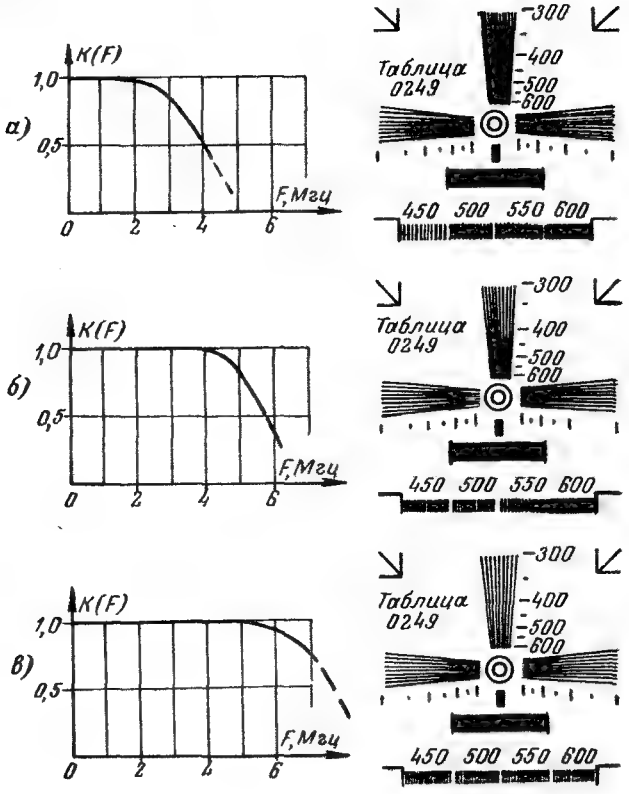


Рис. 1.10. Испытательные таблицы на выходах видеотрактов с различной полосой частот

Исходя из необходимости обеспечить $\tau_ф \approx 0{,}083$ *мксек*, можно определить требуемую ширину полосы частот идеализированного видеотракта

$$F_m \approx \frac{1}{2\tau_ф} = \frac{10^6}{2 \cdot 0{,}083} \approx 6{,}0 \text{ Мгц}.$$

Часто определяют F_m по приближённой формуле

$$F_m = \kappa \frac{n z^2}{2} \frac{w}{n}, \qquad (1.11)$$

где z — число строк, n — число кадров, а $\kappa = 0{,}7 \div 0{,}8$ — коэффициент, учитывающий уменьшение чёткости по вертикали из-за возможного несовпадения середины развёртывающего луча с серединой строки.

В этой формуле не учитывается, что примерно 22÷24% всего времени используется для передачи сигналов гашения обратного хода луча и поэтому величина F_m (ф-ла 1.11) оказывается порядка 5,0 *Мгц*.

Таким образом, полоса частот видеотракта определяется числом строк разложения. Увеличение числа строк без соответствующего расширения видеотракта может только ухудшить горизонтальную чёткость по сравнению с вертикальной. Зависимость чёткости изображения от полосы частот видеотракта видна при сравнении испытательных таблиц, приведённых на рис. 1.10.

ГЛАВА 2

ВЛИЯНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ТРАКТА НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

2.1. Общие замечания

Линейные искажения тракта приводят к перераспределению амплитуд и фаз составляющих видеосигнала на выходе тракта и, следовательно, к изменению формы переданного сигнала.

В системе междугородного телевизионного вещания видеосигнал, передаваемый от телевизионной камеры в пункте *А* на укв передатчик в пункте *Б*, проходит видеотракты телевизионных центров пунктов *А* и *Б*, а также телевизионный канал магистрали коаксиального кабеля. Искажения, возникающие на различных участках линейного тракта и в оконечной аппаратуре системы связи по коаксиальному кабелю, превращаются в соответствующие искажения в рабочей полосе видеосигнала (50 *гц*÷6,0 *Мгц*). В линейном телевизионном сигнале низшие видеочастоты практически передаются двумя боковыми полосами и поэтому спектр передаваемых сигналов в тракте кабеля «снизу» не ограничивается. Такое ограничение может быть только в видеоусилителях оконечной аппаратуры коаксиального кабеля и поэтому влияние его весьма незначительно.

Амплитудно-частотные искажения оцениваются величиной неравномерности частотных характеристик усиления (затухания) в децибелах или неперах. Фазо-частотные искажения линейного тракта коаксиального кабеля во всём спектре рабочих частот и оконечной аппаратуры телевизионного канала в спектре частот 200÷6000 *кгц* удобно оценивать величиной неравномерности груп-

пового времени замедления (времени групповой задержки) $\tau_{гр}=d\varphi(\Omega)/d\Omega$ в микросекундах. В области низших видеочастот (50 *гц*÷200 *кгц*) фазовые искажения оконечной аппаратуры удобнее оценивать по отклонению фазовой характеристики $\varphi(\Omega)$ от прямой линии в градусах, так как на низших видеочастотах малым отклонениям фазовой характеристики от прямой линии могут соответствовать большие отклонения группового времени.

2.2. Переходные характеристики и испытательные сигналы

Качественные показатели тракта в отношении точности воспроизведения формы передаваемых телевизионных сигналов оцениваются по его переходным характеристикам.

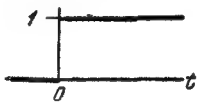
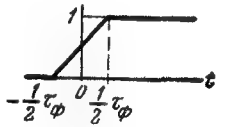
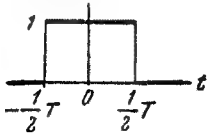
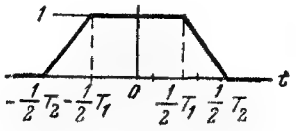
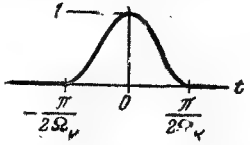
При теоретическом анализе искажений какого-либо тракта под переходной характеристикой обычно понимают зависимость выходного сигнала от времени при подаче на вход тракта единичной ступеньки напряжения (табл. 2.1), называемой также «функцией включения». При измерении характеристик реального тракта под переходной характеристикой понимают кривую сигнала на выходе тракта при подаче на вход его последовательности испытательных импульсов с заданными параметрами (длительность, время нарастания, частота следования и т. д.). Измеренная переходная характеристика учитывает влияние различных искажений — линейных, нелинейных и «квадратурных» (см. гл. 6).

Даже в тех случаях, когда искажение формы сигналов определяется, в основном, линейными искажениями, по виду переходной характеристики можно лишь приближённо определить характер линейных искажений.

Нас интересует весь тракт передачи сигнала в системе связи по коаксиальному кабелю — от входа оконечной передающей станции (куда поступает видеосигнал от телецентра *А*) до выхода оконечной приёмной станции, откуда демодулированный видеосигнал поступает на телецентр *Б*. Ниже рассматриваются переходные характеристики именно такого тракта.

Результирующие частотные характеристики тракта в целом просто определить по частотным характеристикам отдельных его участков, а результирующую переходную характеристику определить по переходным характеристикам отдельных звеньев практически ещё невозможно. Поэтому при проектировании и настройке звеньев тракта удобно пользоваться частотными характеристиками. Чтобы определить допустимые нормы на эти характеристики, а также влияние отклонения от принятых норм на качество передачи, важно, с известной степенью приближения, представить себе зависимость между частотными и переходными характеристиками. Это позволит установить связь между частотными искажениями

ТАБЛИЦА 2.1

Испытательный сигнал	Форма сигнала	Характеристики сигнала	
		спектральная $F(\Omega)$	временная $f(t)$
Единичная «ступенька» напряжения (функция включения)		$\frac{1}{i\sqrt{2\pi}\,\Omega}$	$\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{\sin\Omega t}{\Omega}\,d\Omega$
Наклонная «ступенька» напряжения (линейно нарастающая от 0 до 0)		$\frac{2}{i\sqrt{2\pi}\,\tau_\Phi\,\Omega^2}\sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}$	$\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi\tau_\Phi}\int_0^\infty \sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{\Omega^2}\cdot\frac{\sin\Omega t}{\Omega^2}\,d\Omega$
Прямоугольный импульс напряжения		$\frac{2}{\sqrt{2\pi}}\,\frac{\sin\frac{\Omega T}{2}}{\Omega}$	$\frac{2}{\pi}\int_0^\infty \sin\frac{\Omega T}{2}\cdot\frac{\cos\Omega t}{\Omega}\,d\Omega$
Трапецендальный импульс напряжения		$\frac{4\sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\sin\frac{\Omega T}{2}}{\sqrt{2\pi}\,\tau_\Phi\,\Omega^2}$; $\left(\tau_\Phi=\frac{T_2-T_1}{2},\ T=\frac{T_2+T_1}{2}\right)$	$\frac{4}{\pi(T_2-T_1)}\int_0^\infty\left(\cos\frac{\Omega T_1}{2}-\cos\frac{\Omega T_2}{2}\right)\frac{\cos\Omega t}{\Omega^2}\,d\Omega$
Косинус-квадратный импульс напряжения		$\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\left[\frac{1}{\Omega}+\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}\right]$	$\frac{1}{\pi}\int_0^\infty\left(\frac{1}{\Omega}+\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}\right)\times\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\cdot\cos\Omega t\cdot d\Omega$

и точностью воспроизведения формы передаваемых сигналов. Заметим, что заданным частотным характеристикам (амплитудной и фазовой) соответствует одна, совершенно определённая переходная характеристика.

Общее представление о связи между переходными (устанавливающимися) процессами и частотными свойствами тракта от входа передающей станции системы связи по коаксиальному кабелю до выхода приёмной станции можно получить, рассмотрев переходные процессы в различных идеализированных трактах, частотные свойства которых можно представить с помощью простых математических зависимостей.

Имеется большая группа электрических схем (так называемые «минимально-фазовые» схемы), которым присуща однозначная связь между характеристиками затухания (усиления) и фазовыми характеристиками. К таким схемам относятся все «лестничные» схемы, в частности, видеоусилители, П-образные и Т-образные схемы фильтров и другие цепи. В них удобно рассматривать совместное влияние амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик на переходные процессы в конкретных схемах, пользуясь операторным методом для анализа переходных процессов.

В тракте коаксиального кабеля основные фазовые искажения корректируются при помощи набора фазовых контуров, собранных по перекрытой Т-образной схеме (рис. 2.1). При идеальных индуктивностях и ёмкостях затухание таких контуров равно нулю, и они влияют лишь на фазовые характеристики. Реальные фазовые контуры, вследствие потерь, главным образом, в индуктивностях, изменяют и характеристику затухания тракта. Однако это влияние невелико и учитывается при проектировании устройств коррекции. Использование фазовой коррекции позволяет выравнивать характеристику группового времени замедления тракта в рабочем спектре частот при самых разнообразных частотных характеристиках его затухания. Поэтому в данном случае можно исследовать раздельно влияние частотных характеристик затухания и группового времени замедления тракта на его переходные характеристики.

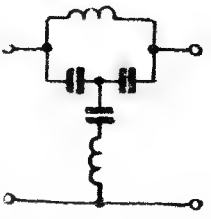


Рис. 2.1. Фазовый контур

Анализ переходных процессов в электрических цепях, частотные характеристики которых заданы в виде функциональной зависимости коэффициента передачи от частоты, удобно производить, используя метод интеграла Фурье.

Представим себе, что воздействующий на входе исследуемой цепи сигнал изменяется во времени согласно функции $f(t)$. С помощью преобразования Фурье можно определить спектральную

характеристику сигнала (частотную зависимость плотности амплитуды)

$$F(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\, e^{-i\Omega t}\, dt. \qquad (2.1)$$

При известной спектральной характеристике сигнала $F(\Omega)$ форму сигнала можно определить из выражения

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} F(\Omega)\, e^{i\Omega t}\, d\Omega. \qquad (2.2)$$

Эти два интеграла определяют связь между формой сигнала и его спектральной характеристикой. Предположим, что известен сигнал $f_1(t)$ на входе данного тракта и коэффициент передачи тракта

$$\overline{K(\Omega)} = K(\Omega)\, e^{-i\varphi(\Omega)}, \qquad (2.3)$$

где $K(\Omega)$ — модуль коэффициента передачи.

Согласно (2.1) можно определить спектральную характеристику $F_1(\Omega)$ входного сигнала. Следовательно, спектральная характеристика сигнала на выходе тракта

$$F_2(\Omega) = F_1(\Omega)\, K(\Omega)\, e^{-i\varphi(\Omega)}, \qquad (2.4)$$

а выходной сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_2(\Omega)\, e^{i\Omega t}\, dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\Omega)\, K(\Omega)\, e^{-i\varphi(\Omega)}\, e^{i\Omega t}\, d\Omega. \qquad (2.5)$$

Если сигнал $f_1(t)$ представляет единичную ступеньку напряжения, то $f_2(t)$ будет представлять переходную характеристику тракта.

В табл. 2.1 приведены пять испытательных сигналов, их спектральные и временные характеристики. Выводы приводимых в табл. 2.1 формул даны в приложении 4. С помощью этих сигналов можно довольно полно анализировать переходные характеристики и оценивать величину искажений. Первые три сигнала можно использовать только при теоретическом анализе переходных процессов, так как получить такие сигналы от реальных генераторов не представляется возможным. Последовательности импуль-

сов, близких по форме к трапецеидальным или косинус-квадратным (синус-квадратным), можно получить от реальных генераторов испытательных сигналов и использовать для практического измерения реальных трактов передачи телевизионных сигналов. Например, трапецеидальные импульсы[1]) с крутыми фронтами (длительность фронта 0,08 *мксек*) и частотой следования 15,0 *кгц* (см. приложение 3) используются для определения способности тракта передавать сигналы, соответствующие резким перепадам яркости передаваемого изображения. Косинус-квадратные (синус-квадратные) импульсы удобно использовать для выявления дополнительных мешающих сигналов на выходе тракта с целью устранения этих мешающих сигналов.

2.3. Переходные процессы в идеальном тракте (влияние ограничения полосы передаваемых частот)

Рассмотрим, как влияет на переходные процессы ограничение полосы передаваемых частот.

Полагаем, что идеальный тракт системы связи по коаксиальному кабелю является идеальным ограничителем полосы передаваемых частот (см. рис. 1.8) и не вносит искажений в рабочей полосе частот. Следовательно, $K(\Omega) = 1$; $\varphi(\Omega) = \tau\Omega$ для $0 < \Omega \leqslant \Omega_m$ и $K(\Omega) = 0$ для частот выше Ω_m; τ — групповое время замедления тракта.

Ограничение полосы передаваемых трактом частот сказывается сильнее на прохождении тех сигналов, у которых длительность фронта меньше, медленнее спадает спектральная плотность $F(\Omega)$ с ростом частоты (рис. 2.2) и, следовательно, больше доля мощности сигнала, не пропускаемая трактом. Поэтому воспроизведение сигнала на выходе тракта точнее, если длительность его фронта на входе тракта больше. Естественно, что сигнал с вертикальным фронтом на выходе тракта искажается сильнее, чем сигнал с наклонным фронтом. Косинус-квадратный импульс искажается при прохождении через тракт весьма слабо, если длительность его $\tau_u \geqslant \frac{1}{F_m}$, поскольку в этом случае выше частоты F_m оказывается ничтожно малая доля мощности импульса.

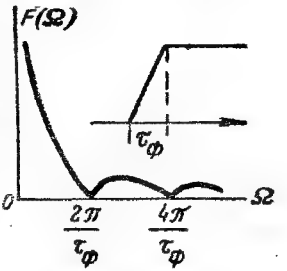


Рис. 2.2. Спектральная плотность сигнала «наклонной ступеньки напряжения»

[1]) В практике трапецеидальные импульсы с крутыми фронтами часто называют «прямоугольными».

Рассмотрим прохождение испытательных сигналов через идеальный тракт.

Прохождение единичной ступеньки напряжения. При подаче на вход идеального тракта с граничной частотой F_m сигнала единичной ступеньки напряжения (1.9) на выходе идеального тракта появится сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \frac{\sin \Omega (t-\tau)}{\Omega}\, d\Omega = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m (t-\tau), \qquad (2.6)$$

представляющий функцию интегрального синуса. Время нарастания выходного сигнала (рис. 2.3) составляет $\tau_\Phi \approx \frac{1}{2F_m}$. После

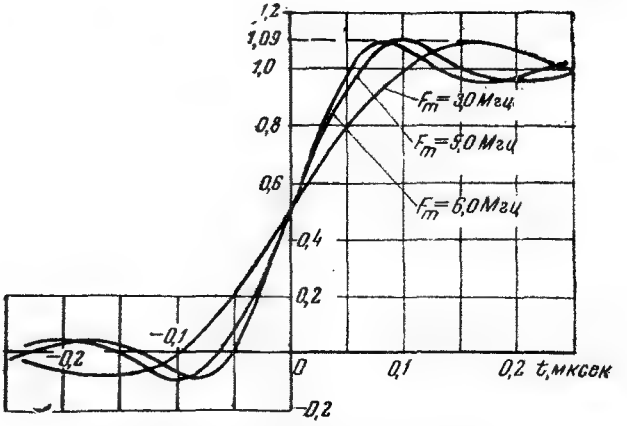


Рис. 2.3. Переходные характеристики идеальных видеотрактов при различных граничных частотах

того, как сигнал достигает единичного значения, имеет место «выброс» и затем затухающий колебательный процесс. Величина первого положительного выброса составляет 9% независимо от величины граничной частоты канала F_m. При увеличении F_m уменьшается время нарастания сигнала и возрастает частота колебаний переходной характеристики. Это объясняется тем, что скорость изменения сигнала $f_1(t)$ для единичной ступеньки (или $П$-импульса) в момент $t = 0$ бесконечно велика (сигнал сильно идеализирован), что требует источника сигнала бесконечно большой мощности. Любые изменения реальных сигналов могут происходить только в течение конечного времени. Поэтому определить зависимость величины выбросов переходного процесса от ширины канала можно, используя, например, наклонную ступеньку напряжения или трапецеидальный сигнал.

Прохождение наклонной ступеньки напряжения. В этом случае сигнал на выходе идеального тракта (см. табл. 2.1) определяется из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi \tau_\Phi} \int_0^{\Omega_m} \sin \frac{\Omega \tau_\Phi}{2} \frac{\sin \Omega (t - \tau)}{\Omega^2} d\Omega, \qquad (2.7)$$

где τ_Φ — длительность фронта входного сигнала.

Заменим произведение синусов разностью косинусов

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi \tau_\Phi} \left[\int_0^{\Omega_m} \cos \Omega \left(t - \tau - \frac{\tau_\Phi}{2} \right) \frac{d\Omega}{\Omega^2} - \right.$$

$$\left. - \int_0^{\Omega_m} \cos \Omega \left(t - \tau + \frac{\tau_\Phi}{2} \right) \frac{d\Omega}{\Omega^2} \right]. \qquad (2.8)$$

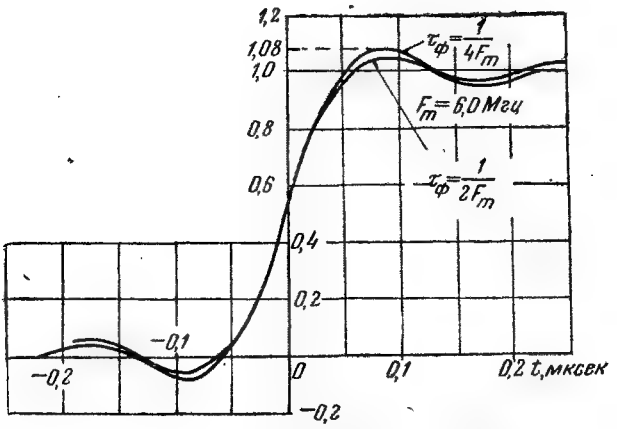


Рис. 2.4. Переходные характеристики идеальных видеотрактов при передаче наклонной ступеньки напряжения

Учитывая, что $\int \frac{\cos ax}{x^2} dx = -\frac{\cos ax}{x} - a \int \sin ax \frac{dx}{x}$, находим

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi \tau_\Phi \Omega_m} \left[\cos \Omega_m \left(t - \tau + \frac{\tau_\Phi}{2} \right) - \cos \Omega_m \left(t - \tau - \frac{\tau_\Phi}{2} \right) \right] +$$

$$+ \frac{1}{\pi \tau_\Phi} \left[\left(t - \tau + \frac{\tau_\Phi}{2} \right) \mathrm{Si}\, \Omega_m \left(t - \tau + \frac{\tau_\Phi}{2} \right) - \right.$$

$$\left. - \left(t - \tau - \frac{\tau_\Phi}{2} \right) \mathrm{Si}\, \Omega_m \left(t - \tau - \frac{\tau_\Phi}{2} \right) \right]. \qquad (2.9)$$

Можно убедиться, что при $\tau_\Phi \to 0$ выражение (2.9) превращается в (2.6). Выходные сигналы $f_2(t)$ изображены на рис. 2.4. Величина максимального выброса составляет 8% при $\tau_\Phi = \frac{1}{4F_m}$ и 5,5% при $\tau_\Phi = \frac{1}{2F_m}$. Для менее крутых сигналов величина выброса будет меньше. При полосе канала $F_m = 6{,}0$ *Мгц* и сигнале на входе тракта с $\tau_\Phi = \frac{1}{2F_m} = 0{,}083$ *мксек* на выходе тракта образуется сигнал с таким же примерно временем нарастания и выбросом порядка 5,5%.

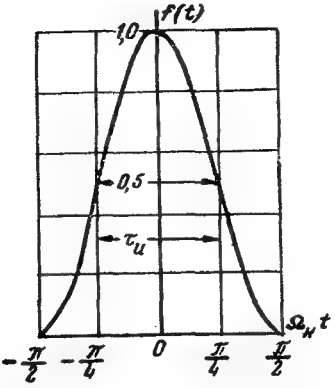


Рис. 2.5. Косинус-квадратный импульс

Прохождение прямоугольных и трапецеидальных импульсов единичной амплитуды. Прямоугольный импульс напряжения длительностью T *сек* можно рассматривать, как разность двух единичных ступенек напряжения, сдвинутых во времени на T *сек*. Исходя из выражения (2.6), выходной сигнал определится в виде

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t - \tau + \frac{T}{2}\right) - \mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t - \tau - \frac{T}{2}\right)\right]. \quad (2.10)$$

Аналогичным образом единичный трапецеидальный импульс напряжения можно рассматривать как разность двух наклонных ступенек напряжения, сдвинутых во времени на величину длительности импульса, и определить выходной сигнал на основании выражения (2.9).

Прохождение косинус-квадратного (синус-квадратного) импульса. Временна́я характеристика такого сигнала (рис. 2.5) приведена в табл. 2.1. При подаче его на вход идеального тракта, сигнал на выходе тракта определится из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left(\frac{1}{\Omega} + \frac{\Omega}{4\Omega_к^2 - \Omega^2}\right)\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\cos\Omega(t-\tau)\,d\Omega. \quad (2.11)$$

Решение этого интеграла (см. приложение 4) приводит к следующему результату:

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t - \tau + \frac{\pi}{2\Omega_к}\right) - \mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t - \tau - \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] +$$
$$+ \frac{1}{4\pi}\cos 2\Omega_к(t-\tau)\left\{\mathrm{Si}\left[(2\Omega_к + \Omega_m)\left(t - \tau + \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] -\right.$$

$$- Si\left[(2\Omega_к - \Omega_m)\left(t - \tau + \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] - Si\left[(2\Omega_к + \Omega_m)\left(t - \tau - \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] +$$
$$+ Si\left[(2\Omega_к - \Omega_m)\left(t - \tau - \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right]\Big\} +$$
$$+ \frac{1}{4\pi} \sin 2\Omega_к (t - \tau)\left\{Ci\left[(2\Omega_к + \Omega_m)\left(t - \tau - \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] -\right.$$
$$- Ci\left[(2\Omega_к - \Omega_m)\left(t - \tau - \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] - Ci\left[(2\Omega_к + \Omega_m)\left(t - \tau + \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] +$$
$$+ Ci\left[(2\Omega_к - \Omega_m)\left(t - \tau + \frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right]\Big\}. \qquad (2.12)$$

Это выражение упростится для случаев, когда $F_m = \frac{1}{\tau_и}$ или $F_m = \frac{1}{2\tau_и}$.

Длительность косинус-квадратного импульса на уровне 0,5 от его амплитуды составляет $\tau_и = \frac{\pi}{2\Omega_к}$.

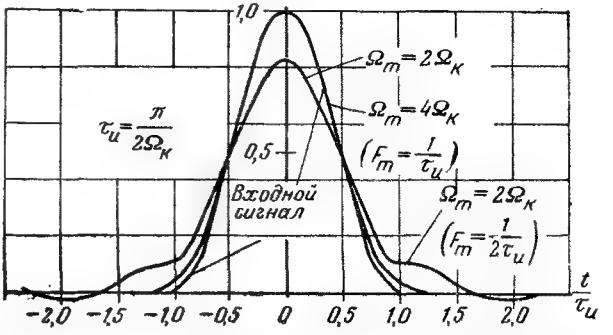


Рис. 2.6. Косинус-квадратные импульсы на выходе идеализированного видеотракта с граничными частотами $2\Omega_к$ и $4\Omega_к$

На рис. 2.6 представлены выходные сигналы $f_2(t)$ для случаев, когда $F_m = \frac{1}{\tau_и}$ и $F_m = \frac{1}{2\tau_и}$. При полосе частот идеального тракта 6,0 *Мгц* косинус-квадратные импульсы длительностью $\tau_и \geqslant 0{,}16$ *мксек* проходят практически без искажений, а импульсы длительностью 0,08 *мксек* существенно искажаются по форме и ослабляются по амплитуде на 18%.

Рассмотренные примеры прохождения разных испытательных сигналов через идеальный тракт показывают, что величина искажения формы сигнала на выходе тракта из-за ограничения его

рабочей полосы частот тем больше, чем меньше длительность фронта сигнала на входе тракта. Сигналы с длительностью фронта $\tau_ф \geqslant 1/F_m$ проходят практически без искажения. При прохождении сигналов с длительностью фронта $\tau_ф \leqslant 1/4F_m$ наблюдается заметный переходный процесс с выбросом переходной характеристики порядка (8÷9) %, и длительность фронта выходного сигнала увеличивается до $1/2F_m$. Наличие такого выброса переходной характеристики приводит к ещё не сильной, но уже заметной для глаза светлой окантовке на границе между чёрным и светло-серым изображениями.

2.4. Переходные характеристики трактов с идеальной фазовой характеристикой при наличии амплитудно-частотных искажений

Искажения характеристик затухания (усиления) реальных трактов обычно корректируются. Согласно имеющемуся опыту величина искажений порядка 6 *дб* в рабочей полосе частот вряд ли допустима. Поэтому ограничимся рассмотрением влияния искажений, не превышающих 6 *дб* (0,7 *неп*) в рабочей полосе частот.

Искажения бывают монотонными, немонотонными, колебательными или более сложного характера.

Уже отмечалось, что в линейном спектре частот коаксиального кабеля спектр передаваемых видеосигналов в области низких видеочастот не ограничивается, так как нижние видеочастоты передаются в линию двумя боковыми полосами.

Рассматривая тракты с различными характеристиками коэффициента передачи, будем полагать последний равным единице при «нулевой» частоте. При таком предположении величина установившегося значения сигнала на выходе тракта будет равна величине установившегося значения сигнала на входе тракта.

Рассмотрим тракты с различными искажениями коэффициента передачи, что позволит сделать некоторые общие выводы об их влиянии на переходные процессы.

Вначале рассмотрим некоторые частные случаи монотонного искажения коэффициента передачи тракта во всём спектре рабочих частот.

1. Коэффициент передачи тракта изменяется по закону:

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 \pm \frac{1}{2}\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 & \text{для } \Omega > \Omega_m; \quad \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \tag{2.13}$$

Такому закону соответствует семейство характеристик, приведённых на рис. 2.7*а*. Если на вход тракта подать единичную ступеньку напряжения (см. табл. 2.1), временная функция которой

$$f_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{\sin \Omega t}{\Omega}\, d\Omega, \tag{2.14}$$

то выходной сигнал $f_2(t)$ определится в виде:

$$f_2(t) = \frac{1}{2} K(0) + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \frac{K(\Omega)}{\Omega} \sin[\Omega t - \varphi(\Omega)]\, d\Omega =$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \left[1 \pm \frac{1}{2}\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n\right] \sin \Omega (t-\tau) \frac{d\Omega}{\Omega} =$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \mathrm{Si}\, \Omega_m (t-\tau) \pm \frac{1}{2\pi}\int_0^{\Omega_m} \left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n \sin \Omega (t-\tau) \frac{d\Omega}{\Omega}. \tag{2.15}$$

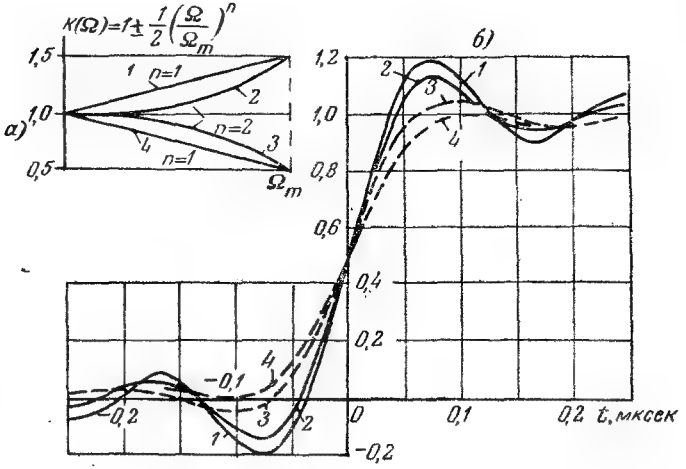


Рис. 2.7. Характеристики тракта передачи:
а) коэффициента передачи; *б*) переходные

В случае линейного изменения $K(\Omega)$ по частоте, когда $n = 1$,

$$f_{2(n=1)}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \mathrm{Si}\, \Omega_m (t-\tau) \pm \frac{1}{2\pi\Omega_m (t-\tau)} [1 - \cos \Omega_m (t-\tau)]. \tag{2.16}$$

При характеристике, соответствующей $n = 2$ (рис. 2.7$а$),

$$f_{2\atop n=2}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si\,\Omega_m (t-\tau) \pm \frac{1}{2\pi\Omega_m^2} \int_0^{\Omega_m} \Omega \sin\Omega (t-\tau) \frac{d\Omega}{\Omega}.$$

Решая интеграл, находим

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si\,\Omega_m (t-\tau) \pm \frac{1}{2\pi\Omega_m^2 (t-\tau)^2} [\sin\Omega_m (t-\tau) - \\ - \Omega_m (t-\tau) \cos\Omega_m (t-\tau)]. \qquad (2.17)$$

Очевидно, что с увеличением n искажения уменьшаются. Последний член в выражениях (2.16) и (2.17) появляется в результате искажений. Переходные характеристики таких трактов при граничной частоте $F_m = 6{,}0$ *Мгц* приведены на рис. 2.7$б$.

2. Коэффициент передачи тракта возрастает при увеличении частоты по закону:

$$\begin{cases} K(\Omega) = 2 - \left(1 - \dfrac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 \quad \text{для } \Omega > \Omega_m ; \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \qquad (2.18)$$

Этому условию соответствуют кривые *1* и *2* на рис. 2.8$а$. При подаче на вход тракта сигнала $f_1(t)$ в виде единичной ступеньки [ф-ла (2.14)], выходной сигнал определится из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{2} K(0) + \frac{1}{\pi} \int_0^{\Omega_m} \left[2 - \left(1 - \frac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n\right] \sin\Omega (t-\tau) \frac{d\Omega}{\Omega} =$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} Si\,\Omega_m (t-\tau) - \frac{1}{\pi} \int_0^{\Omega_m} \left(1 - \frac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n \sin\Omega(t-\tau) \frac{d\Omega}{\Omega}.$$

При $n=1$ ($K(\Omega)$ линейно возрастёт на 6 *дб*)

$$f_{2\atop (n=1)}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si\,\Omega_m (t-\tau) + \frac{1}{\pi\Omega_m (t-\tau)} [1 - \cos\Omega_m (t-\tau)], \qquad (2.19)$$

при $n=2$

$$f_{2\atop (n=2)}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} Si\,\Omega_m (t-\tau) - \frac{1}{\pi} \int_0^{\Omega_m} \left(1 - \frac{2\Omega}{\Omega_m} + \frac{\Omega^2}{\Omega_m^2}\right) \sin\Omega(t-\tau) \frac{d\Omega}{\Omega}.$$

Разлагая интеграл на три интеграла и решая их, находим

$$f_{2\,(n=2)}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau) + \frac{2}{\pi\,\Omega_m(t-\tau)}[1-\cos\Omega_m(t-\tau)] - \\ - \frac{1}{\pi\,\Omega_m^2(t-\tau)^2}[\sin\Omega_m(t-\tau) - \Omega_m(t-\tau)\cos\Omega_m(t-\tau)]. \qquad (2.20)$$

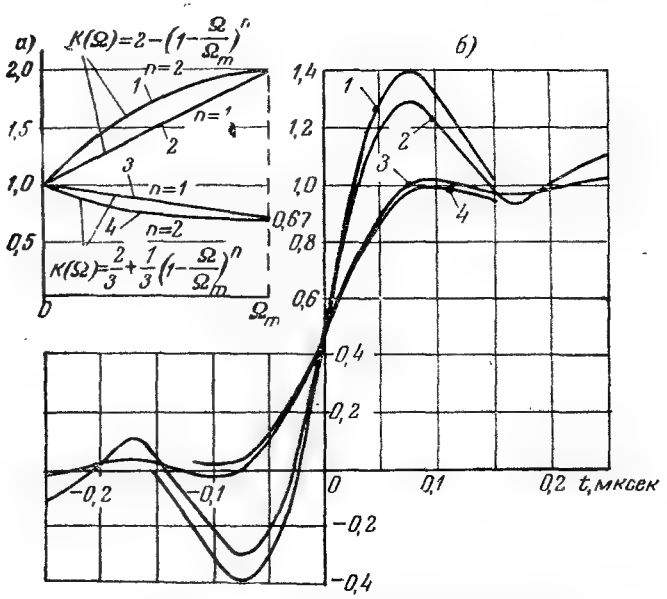


Рис. 2.8. Характеристики тракта передачи:
а) коэффициента передачи; *б*) переходные

Последний член выражения (2.19) и последние два члена выражения (2.20) появляются в результате искажений.

На рис. 2.8*б* приведены переходные характеристики таких трактов при граничной частоте 6,0 *Мгц*.

3. Коэффициент передачи уменьшается с увеличением частоты по закону

$$\begin{cases} K(\Omega) = \dfrac{2}{3} + \dfrac{1}{3}\left(1 - \dfrac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n; & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 & \text{для } \Omega > \Omega_m;\ \ \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \qquad (2.21)$$

Выражение (2.21) аналогично по виду выражению (2.18) и поэтому вывод переходных характеристик не приводится.

В данном случае при $n=1$

$$f_{2\,(n=1)}(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau)-\frac{1}{3\pi\Omega_m(\tau-\tau)}[1-\cos\Omega_m(t-\tau)], \tag{2.22}$$

при $n=2$

$$f_{2\,(n=2)}(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau)-\frac{2}{3\pi\Omega_m(t-\tau)}[1-\cos\Omega_m(t-\tau)]+$$

$$+\frac{1}{3\pi\Omega_m^2(t-\tau)^2}[\sin\Omega_m(t-\tau)-\Omega_m(t-\tau)\cos\Omega_m(t-\tau)]. \tag{2.23}$$

Переходные характеристики таких трактов с граничной частотой 6,0 *Мгц* приведены на рис. 2.8б.

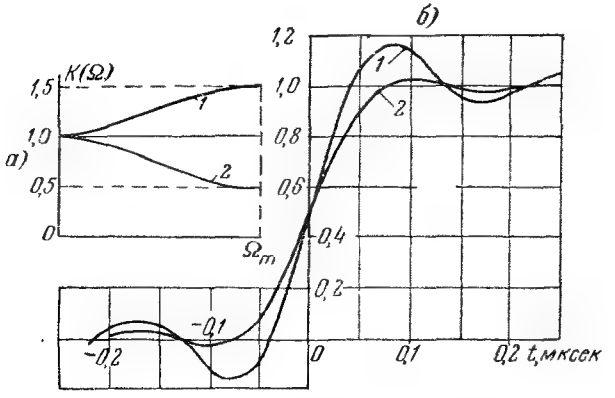


Рис. 2.9. Характеристики тракта передачи:
а) коэффициента передачи; *б*) переходные

4. Коэффициент передачи уменьшается с увеличением частоты по закону $\frac{\sin x}{x}$ (рис. 2.9*а*, кривая 2)

$$\begin{cases} K(\Omega)=\dfrac{1}{2}\left[1+\dfrac{\sin\left(\dfrac{\Omega}{\Omega_m}\pi\right)}{\left(\dfrac{\Omega}{\Omega_m}\pi\right)}\right] & \text{для } 0\leqslant\Omega\leqslant\Omega_m \\ K(\Omega)=0 \quad \text{для } \Omega>\Omega_m; \quad \varphi(\Omega)=\tau\Omega \end{cases} \tag{2.24}$$

При подаче на вход такого тракта сигнала в виде единичной ступеньки (2.14) выходной сигнал определится из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi_m}\left[1 + \frac{\sin\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\pi\right)}{\frac{\Omega}{\Omega_m}\pi}\right]\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (2.25)$$

Решая интеграл (см. приложение 4), находим

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{1}{4\pi^2}\{[\Omega_m(t-\tau)+\pi]\times$$

$$\times \operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau)+\pi] - [\Omega_m(t-\tau)-\pi]\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau)-\pi]\}. \qquad (2.26)$$

Переходная характеристика такого тракта при $F_m = 6$ *Мгц* представлена на рис. 2.9*б*, кривая *2*.

5. Коэффициент передачи возрастает с увеличением частоты по закону $\frac{\sin x}{x}$ (рис. 2.9*а*, кривая *1*):

$$\begin{cases} K(\Omega) = \frac{3}{2} - \frac{1}{2}\dfrac{\sin\frac{\Omega}{\Omega_m}\pi}{\frac{\Omega}{\Omega_m}\pi} & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 \quad \text{для } \Omega > \Omega_m; \quad \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \qquad (2.27)$$

В этом случае при подаче на вход тракта сигнала (2.14) выходной сигнал будет соответствовать выражению

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) - \frac{1}{4\pi^2}\{[\Omega_m(t-\tau)+\pi]\times$$

$$\times \operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau)+\pi] - [\Omega_m(t-\tau)-\pi]\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau)-\pi]\}. \qquad (2.28)$$

Переходная характеристика такого тракта при $F_m = 6$ *Мгц* представлена на рис. 2.9*б*, кривая *1*. Реальные каналы шириной 6 *Мгц* можно считать вполне удовлетворительными, если они обеспечивают переходную характеристику с временем нарастания (0,10 ÷ 0,12) *мксек* при величине выбросов до (12÷15) %.

Рассматривая тракты с характеристиками, приведёнными на рис. 2.7, 2.8, 2.9, отметим следующее: увеличение коэффициента передачи с ростом частоты приводит к уменьшению времени нарастания выходного сигнала и к увеличению выбросов переходного процесса на выходе тракта. Уменьшение коэффициента передачи с ростом частоты даёт обратный эффект. При увеличении коэффициента передачи с ростом частоты (по линейному, или квадратич-

ному закону) на 6 *дб* (0,7 *неп*) величина выброса переходной характеристики составит более 20%, что совершенно недопустимо; при увеличении на 3,5 *дб* (0,4 *неп*) выброс будет порядка 14%, что также нежелательно.

При снижении коэффициента передачи с ростом частоты (рис. 2.8) на 3,5 *дб* (0,4 *неп*) сохраняется достаточно благоприятный переходный процесс с малым выбросом (2%—3%) и достаточно крутым фронтом порядка 0,1 *мксек*. Снижение коэффициента передачи (рис. 2.7) на 6 *дб* по линейному закону нежелательно, так как время нарастания сигнала при этом достигает 0,12÷0,13 *мксек*. Однако в тех случаях, когда характеристика по форме соответствует кривой *3* (рис. 2.7) или кривой *2* (рис. 2.9), снижение коэффициента передачи с ростом частоты даже до 6 *дб* вполне допустимо, так как обеспечивается время нарастания выходного сигнала порядка 0,1 *мксек* при весьма малой величине выбросов переходной характеристики.

Если при одинаковой величине искажений монотонное искажение имеет место только в верхней половине спектра рабочих частот, его влияние на переходные характеристики будет значительно слабее. На рис. 2.10*а* приведены две характеристики (кривые *1* и *2*) коэффициента передачи с искажениями в верхней половине спектра рабочих частот тракта. Соответствующие им переходные характеристики трактов даны на рис. 2.10*в* (кривые *1* и *2*). Они вполне удовлетворительны как в случае повышения усиления на 3,5 *дб* (выброс 11%, время нарастания 0,07 *мксек*), так и в случае снижения усиления на 6 *дб* (выброс 7%, время нарастания 0,09 *мксек*). На рис. 2.10*б* приведены характеристики коэффициента передачи при значительных искажениях в нижней части рабочего спектра частот тракта. Соответствующие им переходные характеристики неудовлетворительны либо вследствие большого выброса (кривые *1′*, *2′* на рис. 2.10*в*), либо вследствие медленного нарастания сигнала на выходе (кривые *3′*, *4′* на рис. 2.10*в*).

В первом случае изображения имеют чрезмерно сильную окантовку, во втором случае понижается их чёткость.

Рассмотрим некоторые примеры немонотонных искажений коэффициента передачи.

1. Коэффициент передачи тракта изменяется во всём спектре частот от нуля до Ω_m по закону

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 + q\left[\cos\dfrac{2\Omega - \Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right]^{2n} & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m, \\ K(\Omega) = 0 \quad \text{для } \Omega > \Omega_m, \quad \varphi(\Omega) = \tau\Omega; \quad -1 \leqslant q \leqslant 1. \end{cases} \tag{2.29}$$

Несколько характеристик, соответствующих этому закону, приведено на рис. 2.11*а*.

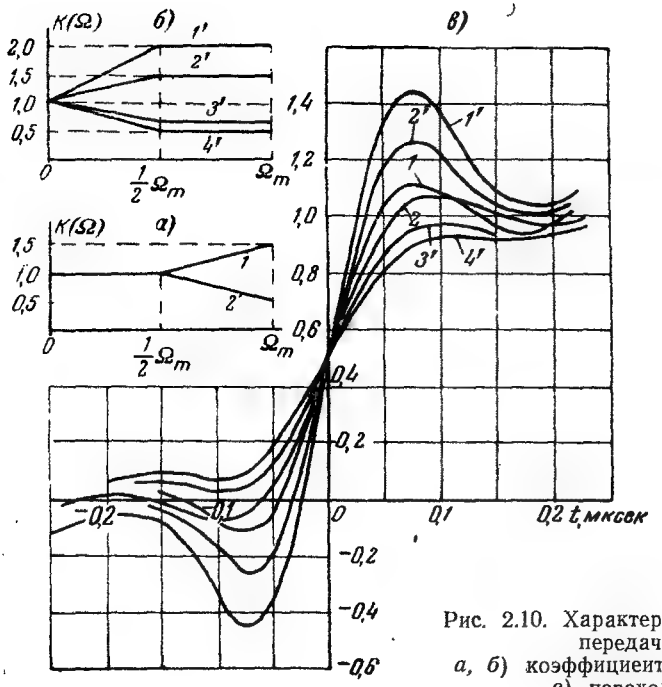


Рис. 2.10. Характеристики тракта передачи:
а, б) коэффициентов передачи;
в) переходные

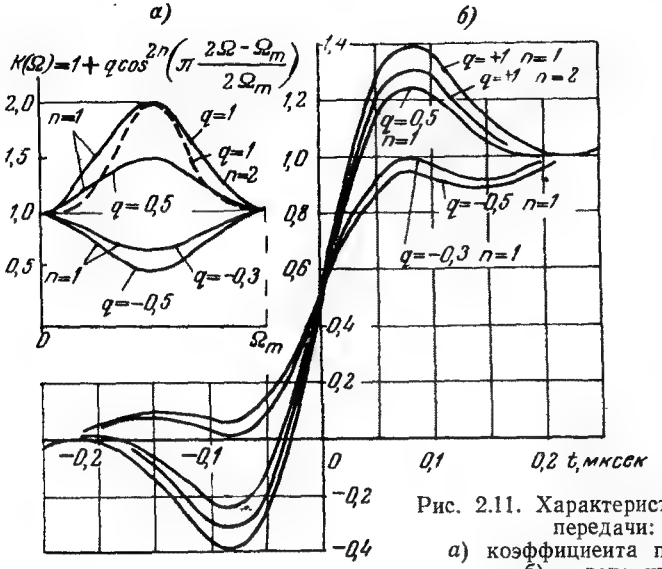


Рис. 2.11. Характеристики тракта передачи:
а) коэффициента передачи;
б) переходные

Определим переходные характеристики таких трактов. Если на вход тракта подавать сигнал (2.14), то на выходе тракта появится сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[1 + q\left(\cos\frac{2\Omega - \Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^{2n}\right]\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}. \quad (2.30)$$

Для $n = 1$ (см. приложение 4):

$$f_{2\,(n=1)}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{q}{2\pi}\left\{\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{2}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) + 2\pi] - \frac{1}{2}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) - 2\pi]\right\}; \quad (2.31)$$

для $n = 2$ (см. приложение 4):

$$f_{2\,(n=2)}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{1}{8\pi}q\left\{3\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) - \right.$$

$$- 2\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) + 2\pi] - 2\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) - 2\pi] +$$

$$\left. + \frac{1}{2}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) + 4\pi] + \frac{1}{2}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) - 4\pi]\right\}. \quad (2.32)$$

Третий член в выражениях (2.31) и (2.32) появляется в результате искажений. На рис. 2.11*б* представлены переходные характеристики трактов с полосой рабочих частот 6,0 *Мец* для разных значений q. Величина выброса и время нарастания выходного сигнала указаны в табл. 2.2.

ТАБЛИЦА 2.2

Величина искажений при $n=1$ и разных значениях q *дб*	Выброс фронта, %	Длительность фронта τ (от 0,1 $U_{сигн}$ до 0,9 $U_{сигн}$) *мксек*
$+6$ ($q=1$)	39,0	0,055
$+3{,}5$ ($q=0{,}5$)	24,0	0,060
$+2$ ($q=0{,}25$)	16,0	0,070
-2 ($q=-0{,}2$)	2,8	0,090
$-3{,}5$ ($q=-0{,}33$)	4,0	0,100
-6 ($q=-0{,}5$)	3,6	0,120

Так как искажения захватывают и область низких видеочастот, возникает перекос горизонтальной части сигнала, длительность которого равна нескольким колебаниям переходной характеристики.

2. Частотные искажения коэффициента передачи появляются в полосе частот, равной половине всей рабочей полосы частот. Рассмотрим три случая:

а) искажения в полосе частот от 0 до $\frac{1}{2}\Omega_m$ (рис. 2.12*а*).

В этом случае $K(\Omega)$ можно представить как:

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 + q\left(\cos\dfrac{4\Omega - \Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2 & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \dfrac{\Omega_m}{2} \\ K(\Omega) = 1 & \text{для } \dfrac{\Omega_m}{2} \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 & \text{для } \Omega \geqslant \Omega_m;\ \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \tag{2.33}$$

Сигнал на выходе тракта [при сигнале (2.14) на входе] определится из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\frac{1}{2}\Omega_m}\left[1 + q\left(\cos\frac{4\Omega - \Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2\right]\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega} + \\ + \frac{1}{\pi}\int_{\frac{1}{2}\Omega_m}^{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}. \tag{2.34}$$

Решая интегралы, находим (см. приложение 4)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{1}{2\pi}q\left\{\operatorname{Si}\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} - \right. \\ \left. - \frac{1}{2}\operatorname{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} + 2\pi\right] - \frac{1}{2}\operatorname{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} - 2\pi\right]\right\}; \tag{2.35}$$

б) искажения в полосе частот от $\frac{1}{4}\Omega_m$ до $\frac{3}{4}\Omega_m$ (рис. 2.12*б*).

В этом случае $K(\Omega)$ можно выразить следующим образом:

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 + q\left(\cos\dfrac{4\Omega - 2\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2 & \text{для } \dfrac{\Omega_m}{4} \leqslant \Omega \leqslant \dfrac{3\Omega_m}{4} \\ K(\Omega) = 1 \quad \text{для} \quad 0 \leqslant \Omega \leqslant \dfrac{1}{4}\Omega_m \quad \text{и} \quad \dfrac{3}{4}\Omega_m \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 \quad \text{для} \quad \Omega_m > \Omega_m;\ \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \tag{2.36}$$

Сигнал на выходе тракта [при сигнале (2.14) на входе] будет равен (см. приложение 4):

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{1}{4\pi}q\left\{2\operatorname{Si}\frac{3\Omega_m(t-\tau)}{4} - \right.$$
$$-2\operatorname{Si}\frac{\Omega_m(t-\tau)}{4} + \operatorname{Si}\left[\frac{3\Omega_m(t-\tau)}{4} + 3\pi\right] - \operatorname{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{4} + \pi\right] +$$
$$\left. + \operatorname{Si}\left[\frac{3\Omega_m(t-\tau)}{4} - 3\pi\right] - \operatorname{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{4} - \pi\right]\right\}; \qquad (2.37)$$

в) искажения в полосе частот от $\frac{1}{2}\Omega_m$ до Ω_m (рис. 2.12*в*).

В этом случае

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 \quad \text{для} \quad 0 \leqslant \Omega \leqslant \frac{1}{2}\Omega_m \\ K(\Omega) = 1 + q\left(\cos\frac{4\Omega - 3\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2 \quad \text{для} \quad \frac{\Omega_m}{2} \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 \quad \text{для} \quad \Omega > \Omega_m; \quad \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \qquad (2.38)$$

Сигнал на выходе тракта [при сигнале (2.14) на входе] будет иметь вид (см. приложение 4)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{q}{4\pi}\left\{2\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) - 2\operatorname{Si}\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} + \right.$$
$$+ \operatorname{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} + 2\pi\right] + \operatorname{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} - 2\pi\right] -$$
$$\left. - \operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) + 4\pi] - \operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) - 4\pi]\right\}. \qquad (2.39)$$

Переходные характеристики трактов с полосой рабочих частот 6,0 *Мгц* для случаев *а* и *в* представлены на рис. 2.12*г*. Величина выброса и время нарастания выходного сигнала τ_ϕ для всех трёх случаев приведены в табл. 2.3.

ТАБЛИЦА 2.3

Величина искажений при различных значениях q *дб*	Выброс фронта, %			Длительность фронта τ (от 0,1 $U_{имп}$ до 0,9 $U_{имп}$), *мксек*			Перекос начала плоской части, %		
	а	б	в	а	б	в	а	б	в
+ 6 ($q = 1$)	8,0	18,0	17,0	0,06	0,060	0,06	24	7	—
+ 3,5 ($q = 0{,}5$)	7,0	11,0	13,0	0,07	0,070	0,07	14	5	—
+ 2,0 ($q = 0{,}25$)	8,0	9,0	—	0,07	0,075	—	6	3	—
— 2,0 ($q = -0{,}2$)	9,0	6,0	—	0,08	0,080	0,08	4	1	—
— 3,5($q = -0{,}33$)	9,0	3,5	—	0,09	0,090	—	—6	0	—
— 6,0($q = -0{,}5$)	9,5	4,0	6,0	0,10	0,090	0,09	—8	—3	—

Рассматривая переходные характеристики, приведённые на рис. 2.11 и 2.12, а также данные табл. 2.2 и 2.3, отметим следующее: снижение коэффициента передачи в определённой части полосы рабочих частот значительно меньше влияет на переходный процесс на выходе тракта, чем равное ему по величине в децибелах повышение коэффициента передачи. Это особенно заметно на характеристиках рис. 2.12*в*.

В том случае, когда искажения, превышающие +2 *дб* и —3,0 *дб*, возникают в нижней половине полосы рабочих частот, переходный процесс получается длительным и поэтому неудовлетворительным из-за перекоса начала горизонтальной части сигнала. Из табл. 2.3

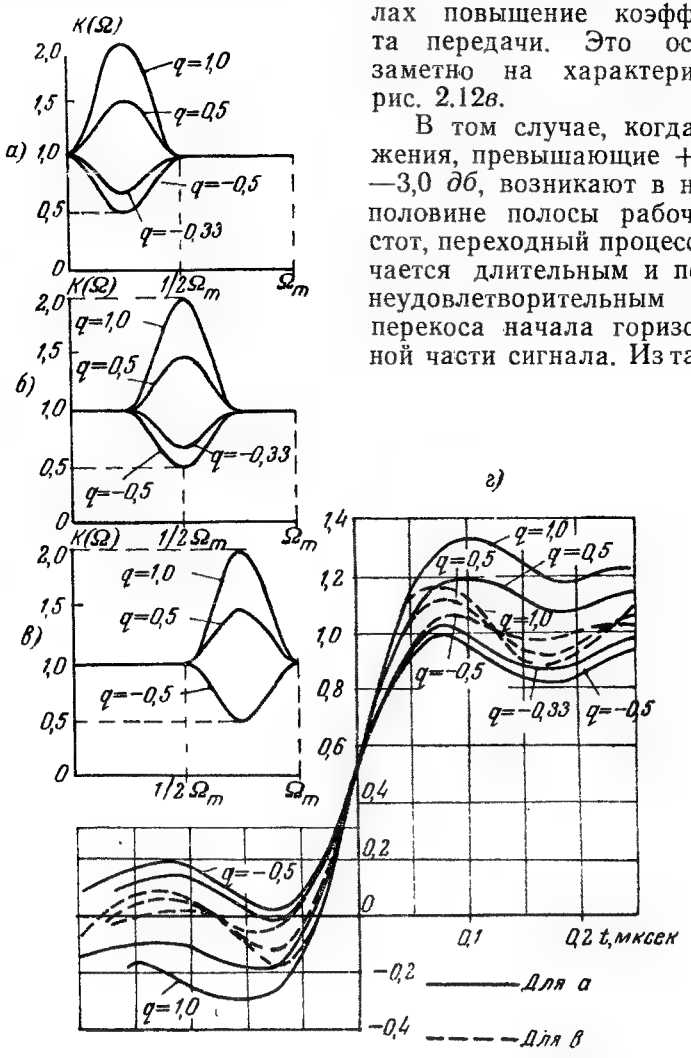


Рис. 2.12. Характеристики тракта передачи:
а, б, в) коэффициентов передачи; *г*) переходные

следует, что чем выше участок рабочего спектра частот, в пределах которого имеют место искажения коэффициента передачи, тем слабее влияние этих искажений. Проще всего показать это на следующем примере (рис. 2.13).

Пусть

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 \quad \text{для} \quad 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_1 \quad \text{и} \quad \Omega_2 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 1 \pm q \quad \text{для} \quad \Omega_1 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_2 \\ K(\Omega) = 0 \quad \text{для} \quad \Omega > \Omega_m \quad \text{и} \quad \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \tag{2.40}$$

Заметим, что $\Omega_2 - \Omega_1 \ll \Omega_m$. Выходной сигнал такого тракта [при сигнале (2.14) на входе его] примет следующий вид:

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si\,\Omega_m(t-\tau) \pm \frac{q}{\pi}[Si\,\Omega_2(t-\tau) - Si\,\Omega_1(t-\tau)]. \tag{2.41}$$

Эффект искажения определяется последним членом этого выражения. Если отношение Ω_2/Ω_1 близко к единице (искажения в верхней части рабочего спектра), то разность интегральных синусов третьего члена близка к нулю. Если $\Omega_2/\Omega_1 \geqslant 10$ (искажения в нижней части спектра), то третий член выражения (2.41) близок к величине $\frac{1}{2}\,q$.

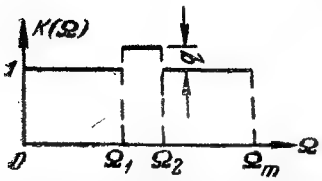


Рис. 2.13. Искажение коэффициента передачи в интервале частот $\Omega_1 \div \Omega_2$

В практических случаях частотная характеристика коэффициента передачи может иметь сложную форму. Однако имеется возможность представить её в виде ряда Фурье, содержащего только косинусы, поскольку $K(\Omega)$ является чётной функцией. За основной интервал разложения в ряд можно принять интервал от нуля до Ω_m (или другой интервал, если при этом ряд будет с меньшим числом членов). Поэтому представляет интерес влияние искажений косинусоидального характера.

Пусть

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 + q\cos(\Omega p) \\ \varphi(\Omega) = \tau\Omega \quad \text{для} \quad 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \end{cases} \tag{2.42}$$

и

$$K(\Omega) = 0 \quad \text{для} \quad \Omega > \Omega_m.$$

Определим выходной сигнал тракта при подаче на вход прямоугольного импульса напряжения $f_1(t)$ длительностью T. Временная функция такого сигнала (табл. 2.1) может быть записана

в виде

$$f_1(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} \sin\frac{\Omega T}{2}\cos\Omega t\,\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (2.43)$$

На выходе тракта образуется сигнал

$$f_2(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\Omega_m} [1 + q\cos(\Omega p)]\sin\frac{\Omega T}{2}\cos\Omega(t-\tau)\,\frac{d\Omega}{\Omega} =$$

$$= \frac{2}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \sin\frac{\Omega T}{2}\cos\Omega(t-\tau)\,\frac{d\Omega}{\Omega} +$$

$$+ \frac{2q}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \cos(\Omega p)\sin\frac{\Omega T}{2}\cos\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (2.44)$$

Раскрывая интегралы (2.44), находим:

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right) - \mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\right] +$$

$$+ \frac{q}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}+p\right) - \mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}+p\right)\right] +$$

$$+ \frac{q}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}-p\right) - \mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}-p\right)\right]. \qquad (2.45)$$

Первый член этого выражения представляет полезный сигнал, получающийся на выходе идеального тракта при сигнале (2.43) на его входе. Второй и третий члены представляют два импульса, которые имеют одинаковую форму с полезным сигналом, но отличаются от него по амплитуде в $q/2$ раза и сдвинуты во времени по отношению к полезному сигналу на $\pm p$ *сек* (рис. 2.14).

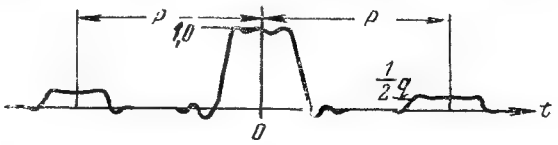


Рис. 2.14. Дополнительные сигналы при косинусоидальном частотном искажении коэффициента передачи

Чем больше колебаний коэффициента передачи укладывается в рабочей полосе частот от 0 до Ω_m, тем дальше мешающие дополнительные импульсы отстоят от основного, полезного импульса.

Допустим, что $p = \frac{n\pi}{4\Omega_m} = \frac{n}{8F_m}$; $n = 1, 2, 3...$ При $n \leqslant 2$ (рис. 2.15*б*) коэффициент передачи монотонно изменяется, а при $n = 8$ он совершает одно полное колебание в спектре частот от 0 до Ω_m (рис. 2.15*а*).

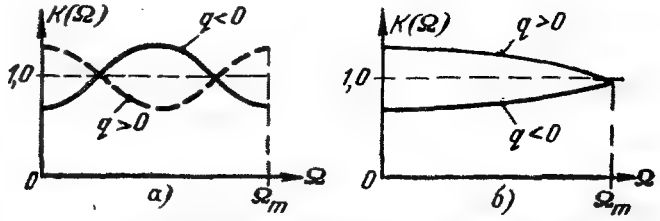


Рис. 2.15. Косинусоидальные частотные искажения коэффициента передачи

В тех случаях, когда p больше длительности передаваемого импульса, дополнительные импульсы на выходе тракта будут отделены от основного импульса. Если p меньше длительности передаваемого импульса, то дополнительные импульсы всегда будут накладываться на основной импульс, изменяя его форму.

В практических случаях, когда характеристика коэффициента передачи имеет сложную форму, $K(\Omega)$ можно представить в виде ряда

$$K(\Omega) = 1 + q_1 \cos \Omega p + q_2 \cos 2\Omega p + \ldots + q_n \cos n\Omega p.$$

При подаче на вход такого тракта $П$-импульса напряжения сигнал на выходе тракта будет содержать, кроме основного (полезного) импульса, ряд симметрично расположенных по отношению к нему пар дополнительных импульсов, удалённых от основного импульса на $\pm p$ *сек*.

Колебательное изменение коэффициента передачи может иметь место лишь на некотором интервале частот $\Omega_1 \div \Omega_2$, как это показано на рис. 2.16.

Допустим, что

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_1 \text{ и } \Omega_2 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 1 + q\cos(\Omega p) & \text{для } \Omega_1 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_2 \\ K(\Omega) = 0 & \text{для } \Omega > \Omega_m \text{ и } \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{cases} \qquad (2.46)$$

На выходе такого тракта [при сигнале (2.14) на входе его] будет иметь место сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_1} \sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega} +$$

$$+ \frac{1}{\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} (1 + q\cos\Omega p)\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega} +$$

$$+ \frac{1}{\pi}\int_{\Omega_2}^{\Omega_m} \sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}.$$

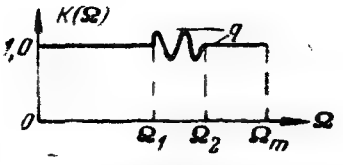


Рис. 2.16. Колебательное изменение коэффициента передачи в интервале частот $\Omega_1 \div \Omega_2$

После несложных вычислений находим

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau) + \frac{q}{2\pi}\{[\mathrm{Si}\,\Omega_2(t-\tau+p) -$$

$$- \mathrm{Si}\,\Omega_1(t-\tau+p)] + [\mathrm{Si}\,\Omega_2(t-\tau-p) - \mathrm{Si}\,\Omega_1(t-\tau-p)]\}. \quad (2.47)$$

Третий член этого выражения представляет собой эффект искажения — два дополнительных сигнала, сдвинутых на $\pm p$ *сек* во времени по отношению к полезному сигналу. Форма дополнительных сигналов сильно отличается от формы полезного сигнала, а величина их уменьшается при уменьшении как абсолютной ширины интервала искажения $\Omega_2 - \Omega_1$, так и относительной его ширины Ω_2/Ω_1. Следовательно, чем выше по спектру находится область частот $\Omega_1 \div \Omega_2$, тем слабее эффект искажения.

На основании всех рассмотренных примеров приходим к следующим выводам.

Монотонное увеличение коэффициента передачи тракта с ростом частоты уменьшает время нарастания и увеличивает выброс переходного процесса на выходе тракта. Монотонное снижение коэффициента передачи производит обратный эффект.

Если искажения коэффициента передачи возникают в части рабочей полосы частот, то чем выше область спектра, в которой они имеют место, тем слабее искажения влияют на переходный процесс. Это объясняется тем, что мощность составляющих импульсного сигнала с увеличением частоты убывает. Следовательно, допустимые отклонения коэффициента передачи от номинального значения с увеличением частоты могут возрастать.

Кроме того, искажения, которые захватывают также и нижнюю часть рабочей полосы частот, приводят к перекосам начала горизонтальной части передаваемых импульсов.

Искажения гармонического характера приводят к появлению дополнительных (опережающих и отстающих) мешающих сигналов. На экране телевизора эти сигналы видны как дополнительные изображения, сдвинутые относительно основного изображения.

Разрешающая способность телевизионных передающих камер и телевизионных приёмников ограничена. Поэтому уменьшение времени нарастания переходного процесса ниже 0,1÷0,12 *мксек* практически не улучшает качества передачи. На качество передачи существенно влияет величина выброса переходного процесса в переданном сигнале. Поэтому, если в области средних или высших передаваемых частот имеется остаточное усиление, то оно, увеличивая «выброс», ухудшает качество передачи больше, чем равное ему по величине остаточное затухание, уменьшающее «выброс». Более того, рассмотренные примеры показывают, что некоторое уменьшение коэффициента передачи в области верхних частот и даже середины рабочей полосы частот может обеспечить более благоприятный переходный процесс, с меньшим выбросом, чем на выходе идеального тракта с той же граничной полосой частот.

На практике величина амплитудно-частотных искажений измеряется в децибелах (или неперах). Отклонение коэффициента передачи в сторону увеличения или в сторону уменьшения (по отношению к его величине на нижней границе рабочего спектра) на равное число децибел приводит к неравноценным изменениям переходного процесса, причём чем больше величина отклонения, тем это заметнее сказывается. Поэтому при заданной величине допустимых искажений в децибелах больший допуск целесообразно отвести на минусовые искажения. На рис. 2.17 в качестве примера приводятся три шаблона на допустимые искажения характеристик остаточного затухания тракта длиною 2500 *км*. Растворы этих шаблонов одинаковы и составляют 2 *дб* на нижнем крае и 6,5 *дб* на верхнем крае рабочей полосы частот. Рекомендации МККР (1955 г.) весьма близки к нормам симметричного шаблона (рис. 2.17*а*). В настоящее время действуют рекомендации МККТТ, которым соответствует шаблон рис. 2.17*б*. Можно полагать, что выполнение норм, определяемых шаблоном 2.17*в*, обеспечит более высокое качество передачи, чем норм, представленных двумя другими шаблонами.

Для пояснения можно привести следующий пример: пусть по тракту передаётся последовательность импульсов с частотой повторения F. Спектр такого сигнала состоит из ряда гармонических составляющих nF (рис. 2.18). Представим себе, что характеристика коэффициента передачи имеет один выброс и искажает амплитуду одной спектральной составляющей. Положительное или

отрицательное отклонение амплитуды этой составляющей от её номинальной величины можно рассматривать, как помеху, искажающую форму передаваемого сигнала. Величина помехи одинакова, независимо от её знака ($q=+0{,}5$ и $q=-0{,}5$), но при $q=+0{,}5$ величина частотных искажений составляет $+3{,}5$ *дб*, а при $q=-0{,}5$ — она составляет -6 *дб*.

На магистралях коаксиального кабеля большой протяжённости, периодически контролируются характеристики остаточного затухания отдель-

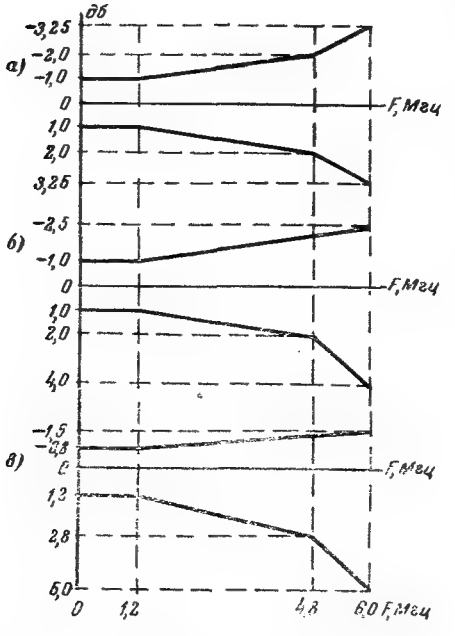


Рис. 2.17. Примеры шаблонов на допустимые искажения частотных характеристик затухания

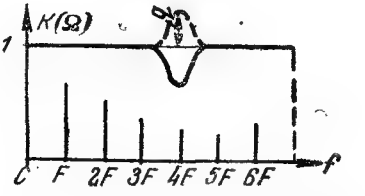


Рис. 2.18. Изменение коэффициента передачи для одной составляющей сигнала

ных участков магистрали. При этом допустимые отклонения характеристик во всём линейном спектре частот телевизионного канала (плюсовые и минусовые) необходимо задавать относительно линейной несущей частоты канала. Если же задаваться неравномерностью относительно основной контрольной частоты (обычно удалённой на несколько мегагерц от линейной несущей частоты), то при той же величине допускаемых отклонений на измеряемом участке можно получить более низкое качество передачи. Так, например, если задаться допустимой величиной отклонения ± 2 *дб* относительно усиления на контрольной частоте, то разница между усилением на отдельных участках видеоспектра (после демодуляции) и усилением на самых низких частотах может достигать 4 *дб*, что в ряде случаев уже является недопустимым.

2.5. Переходные характеристики тракта с фазовыми искажениями при отсутствии амплитудно-частотных искажений

Фазовые искажения тракта в рабочей полосе частот могут быть монотонными, немонотонными и колебательного характера. В общем случае фазовую характеристику с необходимой точностью можно представить в виде суммы прямой линии и ряда гармонических кривых. Поэтому целесообразно рассмотреть сравнительно простой случай, когда отклонение фазовой характеристики от линейной происходит по синусоидальному закону.

Пусть

$$\left.\begin{aligned} K(\Omega) &= 1 \\ \varphi(\Omega) &= \tau\Omega \pm \varphi_m \sin p\Omega \end{aligned}\right\} \quad \text{для} \quad 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \qquad (2.48)$$

и

$$K(\Omega) = 0 \quad \text{для} \quad \Omega > \Omega_m,$$

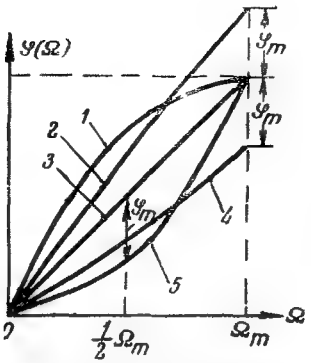


Рис. 2.19. Примеры монотонных фазовых характеристик:
$\varphi(\Omega)=\Omega\tau\pm\varphi_m \sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_m}$ (кривые *2*, *4*);
$\varphi(\Omega)=\Omega\tau$ (кривая *3*);
$\varphi(\Omega)=\Omega\tau\pm\varphi_m \sin\frac{\pi\Omega}{\Omega_m}$ (кривые *1*, *5*)

где φ_m—амплитуда колебаний фазовой характеристики. Обозначим $p=\frac{2\pi}{\Omega_m}\cdot\kappa$. Здесь κ — число колебаний фазовой характеристики в спектре частот $0\div\Omega_m$. При $\kappa=0{,}25$ в спектре частот $0\div\Omega_m$ будет укладываться лишь 0,25 периода колебаний фазовой характеристики (рис. 2.19). Очевидно, что при $\kappa\leqslant 0{,}25$ фазовые искажения становятся монотонными.

Допустим, что на вход такого тракта поступает прямоугольный импульс напряжения $f_1(t)$ длительностью T, представленный в виде разности двух ступенек напряжения

$$f_1(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \left[\sin\Omega\left(t+\frac{T}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega} - \sin\Omega\left(t-\frac{T}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega}\right]. \qquad (2.49)$$

На выходе тракта, с учётом $K(\Omega)=1$ и $\varphi(\Omega)=\tau(\Omega)+\varphi_m \sin p\Omega$, появится сигнал

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\left[\Omega\left(t+\frac{T}{2}\right)-(\Omega\tau+\varphi_m\sin p\Omega)\right]\frac{d\Omega}{\Omega}-$$

$$-\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\left[\Omega\left(t-\frac{T}{2}\right)-(\Omega\tau+\varphi_m\sin p\Omega)\right]\frac{d\Omega}{\Omega} \qquad (2.50)$$

или

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\cos(\varphi_m\sin p\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega}-$$

$$-\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\cos\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\sin(\varphi_m\sin p\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega}-$$

$$-\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\cos(\varphi_m\sin p\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega}+$$

$$+\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\cos\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\sin(\varphi_m\sin p\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (2.51)$$

Таким образом, $f_2(t)$ представляется в виде суммы четырёх интегралов. Учитывая, что

$$\cos(q\sin p\Omega)=J_0(q)+2J_2(q)\cos 2p\Omega+2J_4(q)\cos 4p\Omega+\ldots$$

$$\sin(q\sin p\Omega)=2J_1(q)\sin p\Omega+2J_3(q)\sin 3p\Omega+\ldots, \qquad (2.52)$$

где J_0, J_1, J_2, ..., J_n — функции Бесселя первого ряда, приведённые на графике рис. 2.20, и производя интегрирование (см. приложение 4), находим

$$f_2(t)=\frac{J_0(\varphi_m)}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\right]+$$

$$+\sum_{n=1}^{n=\infty}\frac{J_{2n-1}(\varphi_m)}{\pi}\left\{\mathrm{Si}\,\Omega_m\left[t-\tau+\frac{T}{2}+(2n-1)p\right]-\mathrm{Si}\,\Omega_m\times\right.$$

$$\left.\times\left[t-\tau-\frac{T}{2}+(2n-1)p\right]+\mathrm{Si}\,\Omega_m\left[t-\tau+\frac{T}{2}-(2n-1)p\right]-\right.$$

$$-\operatorname{Si}\Omega_m\left[t-\tau-\frac{T}{2}-(2n-1)p\right]\Big\}+\sum_{n=1}^{n=\infty}\frac{J_{2n}(\varphi_m)}{\pi}\times$$

$$\times\Big\{\operatorname{Si}\Omega_m\left[t-\tau+\frac{T}{2}+2np\right]-\operatorname{Si}\Omega_m\left[t-\tau-\frac{T}{2}+2np\right]+$$

$$+\operatorname{Si}\Omega_m\left[t-\tau+\frac{T}{2}-2np\right]-\operatorname{Si}\Omega_m\left[t-\tau-\frac{T}{2}-2np\right]\Big\}. \quad (2.53)$$

Из (2.53) следует, что выходной сигнал, кроме полезного сигнала (первый член), содержит ряд парных мешающих сигналов,

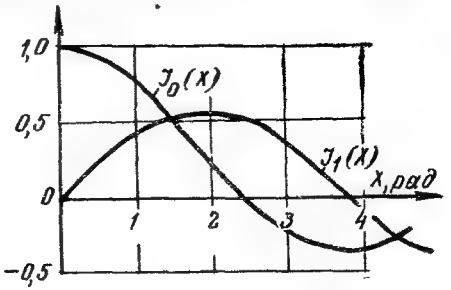


Рис. 2.20. Графики функций Бесселя

отстающих от полезного сигнала и опережающих его на *пр сек*, как это видно из рис. 2.21. Если отклонение фазовой характеристики от линейной имеет сложную форму и может быть представлено в виде суммы нескольких синусоидальных колебаний, то в этом случае возникнет несколько рядов парных мешающих сигналов.

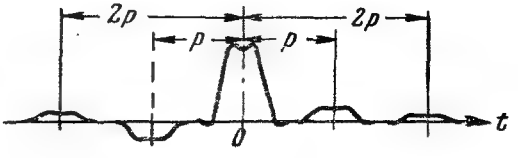


Рис. 2.21. Дополнительные сигналы при синусоидальном искажении фазовой характеристики тракта

Величины коэффициентов $J_n(q)$ зависят от амплитуды отклонений фазовой характеристики φ_m. Для $\varphi_m \leqslant 1$ *рад* достаточно учитывать три первых члена ряда, пренебрегая остальными ввиду их малости, а при $\varphi_m \leqslant 0{,}5$ *рад* достаточно учитывать только $J_0(q)$ и $J_1(q)$.

В этом случае $J_0(\varphi_m)\approx 1$, а $J_1(\varphi_m)\approx \frac{\varphi_m}{2}$ и выходной сигнал при характеристиках (2.48) будет содержать, кроме полезного сигнала, всего одну пару дополнительных, мешающих сигналов:

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\right]+$$
$$+\frac{\varphi_m}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}+p\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}+p\right)\right]+$$
$$+\frac{\varphi_m}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}-p\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}-p\right)\right]. \quad (2.54)$$

Предположим, что в спектре частот $0\div\Omega_m$ укладывается не более 1/4 колебания фазовой характеристики (кривые рис. 2.19) и искажение фазы монотонное. Допустим также, что φ_m невелико и можно ограничиться учётом одной пары дополнительных сигналов. Поскольку в этом случае дополнительные импульсы сдвинуты от основного сигнала на $\pm p=\pm\frac{2\kappa\pi}{\Omega_m}\leqslant\frac{\pi}{2\Omega_m}$ *сек*, а длительность фронта выходного сигнала $\tau_\Phi\approx\frac{1}{2F_m}=\frac{\pi}{\Omega_m}$ *сек*, то дополнительные импульсы смещены не более чем на $p\leqslant\frac{1}{2}\tau_\Phi$, и накладываются на основной сигнал, искажая его форму. При этом искажения переднего и заднего фронтов сигнала будут асимметричными. На рис. 2.22 приведены примеры выходных сигналов при передаче $П$-импульсов для случаев, когда $\varphi(\Omega)=\Omega\tau+\varphi_m\sin p\Omega$ и $\varphi(\Omega)=\Omega\tau-\varphi_m\sin p\Omega$ при $\varphi_m=0{,}4$ *рад*; $F_m=6{,}0$ *Мгц* и $\kappa=\frac{1}{4}$.

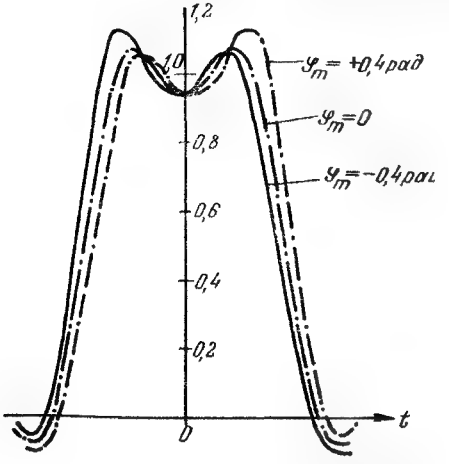


Рис. 2.22. Асимметричное искажение импульса

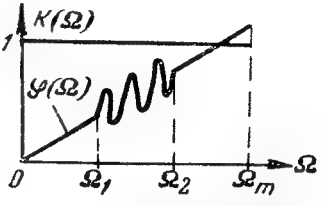


Рис. 2.23. Колебательные изменения фазовой характеристики в интервале частот $\Omega_1\div\Omega_2$

Рассмотрим другой случай, когда синусоидальное искажение фазовой характеристики имеет место только на определённом участке спектра.

Предположим:

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ K(\Omega) = 0 & \text{для } \Omega > \Omega_m, \end{cases}$$

$$\begin{cases} \varphi(\Omega) = \tau\Omega & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_1 \text{ и } \Omega_2 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \\ \varphi(\Omega) = \tau\Omega + \varphi_m \sin \Omega p & \text{для } \Omega_1 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_2 \end{cases}. \qquad (2.55)$$

Характеристики такого тракта показаны на рис. 2.23.

Определим переходную характеристику этого тракта, полагая, что на его вход поступает сигнал (2.14). На выходе тракта появится сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_1} \frac{\sin \Omega (t-\tau)}{\Omega} d\Omega +$$

$$+ \frac{1}{\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \frac{\sin [\Omega (t-\tau) - \varphi_m \sin \Omega p]}{\Omega} d\Omega + \frac{1}{\pi}\int_{\Omega_2}^{\Omega_m} \frac{\sin \Omega (t-\tau)}{\Omega} d\Omega \qquad (2.56)$$

или

$$f_2(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_1 (t-\tau)\right] + \frac{1}{\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} [\sin \Omega (t-\tau)\cos(\varphi_m \sin \Omega p) -$$

$$- \cos\Omega (t-\tau)\sin(\varphi_m \sin\Omega p)] \frac{d\Omega}{\Omega} +$$

$$+ \frac{1}{\pi}[\operatorname{Si}\Omega_m (t-\tau) - \operatorname{Si}\Omega_2 (t-\tau)].$$

Учитывая (2.52), полагая, что $\varphi_m \leqslant 0{,}5$ *рад* и ограничиваясь членами $J_0(q)$ и $J_1(q)$, находим

$$f_2(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m (t-\tau)\right] - \frac{1 - J_0(\varphi_m)}{\pi}\Big[\operatorname{Si}\Omega_2 (t-\tau) -$$

$$- \operatorname{Si}\Omega_1 (t-\tau)] - \frac{J_1(\varphi_m)}{\pi}[\operatorname{Si}\Omega_2 (t-\tau+p) - \operatorname{Si}\Omega_1 (t-\tau+p) -$$

$$- \operatorname{Si}\Omega_2 (t-\tau-p) + \operatorname{Si}\Omega_1 (t-\tau-p)]. \qquad (2.57)$$

Первый член этого выражения представляет полезный сигнал на выходе идеального тракта, второй член — величину искажения формы этого сигнала, а третий член — дополнительные мешающие сигналы. Второй и третий члены выражения (2.57) уменьшаются при уменьшении φ_m, ширины участка искажений $(\Omega_2-\Omega_1)$ и его относительной ширины $\frac{\Omega_2}{\Omega_1}$. Следовательно, чем выше по спектру рабочих частот расположен участок с искажениями, тем меньше отношение $\frac{\Omega_2}{\Omega_1}$ и слабее эффект искажения.

Выше было показано, что при фазовой характеристике $\varphi(\Omega)=\tau\Omega\pm\varphi_m\sin\Omega p$ амплитуда дополнительных сигналов зависит от φ_m, а смещение их по отношению к основному сигналу определяется количеством колебаний фазовой характеристики k в интервале частот $0\div\Omega_m$. При увеличении p изменяется лишь положение дополнительных импульсов, а величина их остаётся неизменной. При эксплуатации и испытаниях аппаратуры обычно измеряют характеристику группового времени замедления $\tau_{гр}=\frac{d\varphi}{d\Omega}$.

Если $\varphi(\Omega)=\tau\Omega\pm\varphi_m\sin\Omega p$, то $\tau_{гр}(\Omega)=\tau\pm p\varphi_m\cos\Omega p$, причём $p\varphi_m=\Delta\tau_{гр}$ — амплитуде колебаний характеристики группового времени. При неизменной амплитуде колебаний группового времени замедления $\Delta\tau_{гр}$ частота колебаний (или p) увеличивается только при уменьшении φ_m. Следовательно, если измеренные колебания $\tau(\Omega)$ становятся более частыми, то это свидетельствует не только об удалении дополнительных сигналов от основного, но также об уменьшении величины этих сигналов.

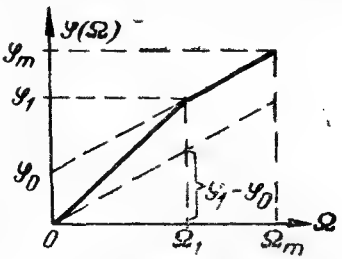


Рис. 2.24. Линейно-ломаная фазовая характеристика

В тех случаях, когда отклонения фазовой характеристики от линейной превышают 1 *рад* и приводимая выше методика расчёта становится сложной, для расчёта переходного процесса можно аппроксимировать фазовую характеристику отрезками прямых линий. В качестве примера рассмотрим тракт с временем замедления τ_1 на участке спектра $0\div\Omega_1$ и τ_2 на участке спектра $\Omega_1\div\Omega_m$ (рис. 2.24). Очевидно, что

$$\tau_1=\frac{\varphi_1}{\Omega_1},\quad \text{а}\quad \tau_2=\frac{\varphi_m-\varphi_1}{\Omega_m-\Omega_1}. \tag{2.58}$$

Из рис. 2.24 также следует, что $\tau_2=\frac{\varphi_1-\varphi_0}{\Omega_1}$ и, следовательно, $\tau_1=\tau_2+\frac{\varphi_0}{\Omega_1}$.

Полагаем, что в рабочей полосе частот $K(\Omega)=1$, а вне этой полосы частот $K(\Omega)=0$. Сигнал на выходе тракта [при подаче сигнала (2.14) на его вход] определится из выражения

$$f_2(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_1}\sin\Omega(t-\tau_1)\frac{d\Omega}{\Omega}+$$

$$+\frac{1}{\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_m}\sin[\Omega(t-\tau_2)-\varphi_0]\frac{d\Omega}{\Omega}, \qquad (2.59)$$

откуда

$$f_2(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_1(t-\tau_1)+\frac{\cos\varphi_0}{\pi}[\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau_2)-$$

$$-\operatorname{Si}\Omega_1(t-\tau_2)]-\frac{\sin\varphi_0}{\pi}[\operatorname{Ci}\Omega_m(t-\tau_2)-\operatorname{Ci}\Omega_1(t-\tau_2)]. \qquad (2.60)$$

Аналогичным образом определяется $f_2(t)$ и в случае аппроксимации фазовой характеристики несколькими отрезками прямых линий. Если участок спектра $0\div\Omega_1$ составляет значительную часть всей рабочей полосы частот (например, $\Omega_1\geqslant\frac{1}{2}\Omega_m$ на рис. 2.24), можно говорить о фазовых искажениях на верхних видеочастотах. Наличие таких искажений при передаче $П$-импульсов приводит к увеличению верхнего или нижнего выброса фронта передаваемого импульса. При $\tau_2>\tau_1$ увеличивается положительный выброс переднего фронта и отрицательный выброс заднего фронта, а при $\tau_1>\tau_2$, наоборот, увеличивается положительный выброс заднего фронта передаваемого импульса.

Рассматривая приводимые примеры, можно отметить следующее: фазовые искажения всегда приводят к ухудшению переходной характеристики тракта. Они практически мало влияют на крутизну фронта передаваемого сигнала, но весьма заметно изменяют величину выброса переходной характеристики. Влияние фазо-частотных искажений, как и частотных искажений усиления или затухания тракта, зависит от того, в какой части спектра они имеют место. Искажения тем слабее, чем выше по спектру находится область частот, в которой они возникают.

Монотонные искажения фазовой характеристики вызывают асимметричные искажения переднего и заднего фронтов передаваемых по тракту импульсов.

Колебательное искажение фазовой характеристики приводит к появлению отстающих и опережающих дополнительных сигналов на выходе канала. Если рассматривается характеристика частот-

ной неравномерности группового времени замедления тракта, то следует иметь в виду, что при неизменной амплитуде колебаний и увеличении частоты колебаний характеристики искажения становятся слабее.

2.6. Переходные характеристики тракта с амплитудно-частотными и фазо-частотными искажениями

В общем случае частотная характеристика тракта может быть представлена в виде

$$\overline{K(\Omega)} = K(\Omega)\,e^{-i\varphi(\Omega)}. \qquad (2.61)$$

При наличии фазовых искажений фазовую характеристику тракта можно представить в виде суммы прямой линии и ряда гармонических кривых

$$\varphi(\Omega) = \tau\Omega + \sum_{i=1}^{i=n} \varphi_i \sin \Omega p_i. \qquad (2.62)$$

Следовательно,

$$\overline{K(\Omega)} = K(\Omega)e^{-i\Omega\tau}\ e^{-i\Sigma\varphi_i \sin \Omega p_i}, \qquad (2.63)$$

где $K(\Omega)e^{-i\Omega\tau}$ — частотная характеристика тракта только с амплитудно-частотными искажениями, а $e^{-i\Sigma\varphi_i \sin \Omega p_i}$ — частотная характеристика тракта только с фазовыми искажениями, у которого $K(\Omega) = 1$.

Таким образом, тракт с искажениями обоих видов можно представить в виде каскадного соединения двух частей: части без фазовых искажений и части, вносящей только фазовые искажения (рис. 2.25).

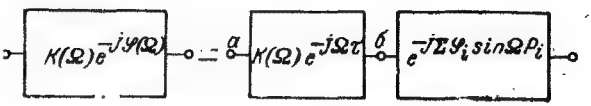


Рис. 2.25. Разделение искажений тракта

Если на вход тракта (точка *а*) подан сигнал $f_1(t)$, то с известной точностью можно сначала определить сигнал $f_2'(t)$ в точке *б*, т. е. учесть влияние амплитудно-частотных искажений. Выше указывалось, что чисто фазовые искажения приводят к появлению пар дополнительных сигналов, сдвинутых на $\pm p$ *сек* по отношению

к полезному сигналу. Если $\varphi_i \leqslant 0{,}5$ *рад*, то амплитуды дополнительных сигналов примерно в $\frac{\varphi_i}{2}$ раз отличаются от амплитуды полезного сигнала. Складывая графически сигнал $f_2'(t)$ с дополнительными сигналами, можно построить кривую выходного сигнала $f_2(t)$.

В тех случаях, когда оба вида искажений однозначно связаны (например, в минимальных фазовых цепях), их действие нужно рассматривать совместно.

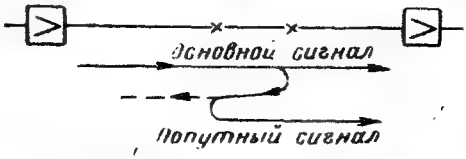


Рис. 2.26. Попутный, дважды отражённый дополнительный сигнал

На линиях связи из-за несогласованности импедансов строительных участков линий, несогласованности на стыках кабелей и аппаратуры, на стыках элементов аппаратуры и др. возникают отражённые сигналы. Несмотря на то, что попутный полезному сигналу (рис. 2.26) дважды отражённый сигнал в практических случаях значительно слабее полезного сигнала, его мешающее действие на изображение может быть заметным. Отражённые сигналы, создающие попутный поток, запаздывают во времени по отношению к основному сигналу. Поэтому на выходе тракта за счёт отражения могут появляться только запаздывающие дополнительные сигналы.

Допустим, что на какой-либо частоте рабочего спектра при амплитуде полезного сигнала A возникает отражённый сигнал с амплитудой qA, где $q \ll 1$. Результирующий сигнал представлен в виде векторной суммы $\overline{A}$ и $q\overline{A}$ (рис. 2.27*а*). Согласно векторной диаграмме, фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ результирующего сигнала равен нулю, когда его амплитуда равна $A+qA$ (рис. 2.27*б*), и максимален ($\Delta\varphi=\Delta\varphi_{макс}$), когда амплитуда суммарного сигнала практически равна A (рис. 2.27*в*). При небольших $\Delta\varphi_{макс}$ можно считать, что

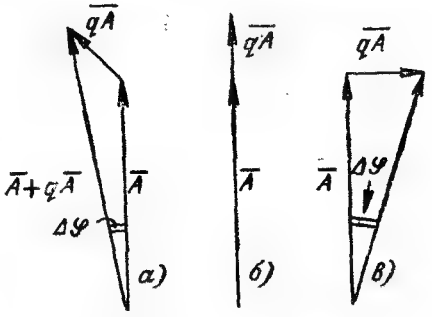


Рис. 2.27. Векторная диаграмма напряжений основного и отражённого (попутного) сигналов

$$\Delta\varphi_{макс} \approx \frac{qA}{A} = q.$$

В простом случае, когда величина отражённого сигнала при изменении частоты изменяется по закону косинуса [1]), результирующий коэффициент передачи тракта (с учётом отражения) будет

$$K(\Omega) = 1 + q\cos\Omega p,$$

а результирующий фазовый угол любой составляющей

$$\varphi(\Omega) = \Omega\tau + q\sin\Omega p.$$

Если подать на вход такого тракта импульсный сигнал $f_1(t)$ (2.49) длительностью T, то выходной сигнал тракта может быть определён из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left\{(1+q\cos\Omega p)\sin\left[\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)-q\sin\Omega p\right]-\right.$$
$$\left.-(1+q\cos\Omega p)\sin\left[\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)-q\sin\Omega p\right]\right\}\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (2.64)$$

Учитывая, что

$$\sin\left[\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)-q\sin\Omega p\right] = \sin\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)\cos(q\sin\Omega p) -$$
$$-\cos\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)\sin(q\sin\Omega p),$$

что для значений $q<0{,}5$

$$\begin{cases}\cos(q\sin\Omega p)\approx J_0(q)\approx 1\\ \sin(q\sin\Omega p)\approx 2J_1(q)\sin\Omega p\approx q\sin\Omega p\end{cases}$$

и что членами, содержащими q^2, можно пренебречь ввиду их малости, находим:

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega}+$$
$$+\frac{q}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\cos\Omega p-\cos\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\sin\Omega p\right]\frac{d\Omega}{\Omega}-$$
$$-\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega}-\frac{q}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\cos\Omega p-\right.$$
$$\left.-\cos\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\sin\Omega p\right]\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (2.65)$$

[1]) Сложную характеристику коэффициента отражения можно представить в виде суммы гармонических составляющих.

Поскольку

$$\sin\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)\cos\Omega p-\cos\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)\sin\Omega p=$$

$$=\sin\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}-p\right),$$

то выходной сигнал

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\right]+$$

$$+q\,\frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}-p\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}-p\right)\right]. \quad (2.66)$$

Первый член этого выражения представляет напряжение полезного импульса, которое имело бы место на выходе идеального тракта без отражения. Второй член этого выражения представляет собой отражённый сигнал, отстающий по отношению к полезному сигналу во времени на p *сек*. В данном, идеализированном, случае отражённый сигнал имеет ту же форму, что и полезный сигнал. В реальных случаях величина q на разных частотах принимает различные значения. Поэтому форма отражённого сигнала может отличаться от формы полезного сигнала.

При каскадном соединении четырёхполюсников минимально-фазового типа за счёт недостаточного согласования их характеристических сопротивлений также будут иметь место одновременные колебания фазы и затухания на выходе цепи, причём колебания затухания будут иметь косинусоидальный, а колебания фазы — синусоидальный характер. При этом также появятся только запаздывающие дополнительные сигналы. Опережающие дополнительные сигналы из-за фазовых искажений возникают в тех случаях, когда тракту присущи и чисто фазовые искажения, не связанные с одновременным искажением характеристики затухания. Такие искажения могут иметь место из-за наличия в тракте цепей неминимально-фазового типа, в частности, фазовых контуров.

В практических случаях имеют место как запаздывающие, так и опережающие дополнительные сигналы, но количество запаздывающих сигналов и их мощность обычно больше. Это обстоятельство учитывается при конструировании устройств гармонической коррекции, краткие сведения о которых приведены в гл. 9. Обычно в таких устройствах число возможных запаздывающих корректирующих сигналов больше, чем опережающих.

ГЛАВА 3

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ТРАКТА НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В линейном тракте, вследствие нелинейности усилителей канала и преобразователей частоты, возникают нелинейные искажения и нелинейные помехи (см. тл. 7). Нелинейные искажения (после демодуляции и переноса их в спектр видеочастот) воздействуют на видеосигнал подобно искажениям, возникающим при передаче видеосигнала через видеоусилители. В настоящей главе кратко рассматривается вызываемый такого рода искажениями визуальный эффект. Механизм возникновения самих искажений показан в главе 7.

Способы оценки нелинейных искажений при передаче телевидения должны быть иными, чем, например, при передаче телефонных сигналов.

Спектральный состав «звукового» сигнала определяется характером передаваемых звуков, а нелинейность тракта вызывает появление новых частотных составляющих.

Ухо человека является анализатором спектра звуковых частот. Оно различает гармоники и комбинационные тона передаваемых сигналов, способно отличать амплитудно-частотные искажения от нелинейных искажений и нечувствительно к фазовым искажениям. Поэтому при передаче речи и музыки целесообразно оценивать нелинейные искажения величиной коэффициента нелинейности в процентах

$$\kappa_{н} = 100 \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1},$$

где U_1 — напряжение основного сигнала, U_2, U_3, U_n — напряжения гармоник основного сигнала, или величиной затухания гармоник в децибелах или неперах:

$$a_{гn} = \ln \frac{U_1}{U_n}, \text{ неп.}$$

Глаз наблюдателя, воспринимая телевизионное изображение, реагирует на относительное изменение яркости B, которое связано определённой зависимостью (характеристикой приёмной трубки — кинескопа) с изменением формы кривой напряжения на управляющем электроде трубки. Поэтому важно непосредственно оценить изменение формы напряжения видеосигнала, вызванное нелинейностью, а не изменение его спектра. Коэффициент нелинейности не характеризует изменение формы сигнала, поскольку одной и той же величине $\kappa_н$ могут соответствовать различные изменения формы передаваемого видеосигнала.

Спектр видеосигнала определяется, главным образом, системой развёртки изображения (см. гл. 1), а нелинейные продукты (гармоники, комбинационные тона) фактически совпадают по частоте с составляющими спектра исходного видеосигнала и вызывают лишь изменения амплитуд и фаз имеющихся составляющих видеосигнала. Поэтому наблюдателю не всегда удаётся различить действие нелинейных и линейных искажений. Оба вида искажений изменяют форму напряжения сигнала, и глаз может воспринимать их как искажения относительного изменения яркости.

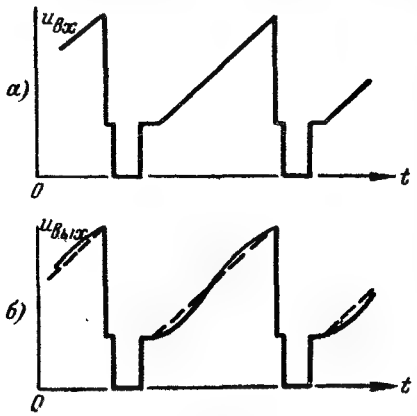


Рис. 3.1. Форма испытательного сигнала:
а) на входе видеотракта; *б*) на выходе видеотракта

Вызванные нелинейностью искажения можно оценить по характеристике зависимости мгновенных значений сигнала на выходе тракта от мгновенных значений на входе [$u_{вых} = \varphi(u_{вх})$] при условии, что входной сигнал униполярен, т. е. уровень чёрного фиксирован (см. гл. 8). Эту характеристику можно наблюдать визуально на осциллографе, пропуская через тракт специальный испытательный пилообразный сигнал (рис. 3.1*а*) с синхронизирующими импульсами для фиксации «уровня чёрного».

Согласно рекомендациям МККТТ нелинейные искажения междугородных трактов измеряются при помощи пилообразного видеосигнала с размахом 1 *в* (см. рис. П.10*в*, *г*) с наложенным на

«пилу» синусоидальным напряжением частоты 1,2 *Мгц* и размахом 0,1 *в*. Искажения оцениваются по изменению усиления синусоидального сигнала частоты 1,2 *Мгц* вдоль строки — при переходе от «чёрного» к «белому» (см. приложение 3).

Нелинейные искажения влияют на величину контрастности изображения $\beta = \frac{B_{макс}}{B_{мин}}$ и могут вызывать перераспределение наблюдаемых контрастов (или градационные искажения).

Согласно известному закону Фехнера минимальное отношение двух различимых глазом яркостей B_1 и B не зависит от абсолютной величины этих яркостей

$$\frac{B_1}{B} = \frac{B + \Delta B}{B} = 1 + \delta, \tag{3.1}$$

где $\delta = \text{const}$.

По разным экспериментальным данным $\delta = 0{,}02 \div 0{,}04$.

При заданной величине контрастности изображения β число различимых градаций яркости m определяется из равенства

$$B_{макс} = (1 + \delta)^{m-1} B_{мин}, \tag{3.2}$$

откуда

$$m = \frac{\lg \beta}{\lg (1 + \delta)} + 1. \tag{3.3}$$

Поскольку ощущение яркостей пропорционально их логарифмам, то наблюдатель не обнаружит искажения градаций (светотеней), если зависимость $B_{изобр} = \varphi(B_{объекта})$ прямолинейна для тракта «передающая трубка—канал связи—приёмная трубка».

Следовательно, если

$$\lg B_{изобр} = \gamma \lg B_{объекта} + \lg \kappa,$$

где $\gamma = \text{const}$ и $\kappa = \text{const}$, или

$$B_{изобр} = \kappa B^{\gamma}_{объекта},$$

то зритель не обнаружит искажения светотеней, а при $\gamma = 1$ контрастность объекта и изображения равны. Поэтому любая нелинейность параболического характера (т. е. когда $u_{вых} = \kappa u^{\gamma}_{вх}$) не вносит градационных искажений, а изменяет лишь контрастность изображения.

В тех случаях, когда нелинейность тракта отличается от параболической, будут иметь место градационные искажения. Значительной нелинейностью обладают телевизионные трубки (передающие и приёмные). Наибольшее распространение получили такие передающие трубки как иконоскопы, суперэмитроны и суперорти-

коны. Коэффициент контрастности (γ) иконоскопов и суперэмитронов меньше единицы и, кроме того, они изменяются в значительных пределах при изменении освещённости передаваемого объекта. Так, например, для иконоскопов $\gamma=0{,}85+0{,}95$ при слабой освещённости, $\gamma=0{,}5\div0{,}6$ при средней освещённости и $\gamma\approx0{,}1$ при значительной освещённости. Для суперэмитронов $\gamma=0{,}4\div0{,}7$ при слабой освещённости, $\gamma=0{,}4\div0{,}5$ при средней освещённости и $\gamma=0{,}15\div0{,}2$ при значительной освещённости. Только суперортиконы не искажают светотеней ($\gamma=1$) при изменениях освещённости в довольно широких пределах.

Приёмные трубки телевизоров, как правило, увеличивают контрастность изображения. Обычно для них $\gamma=1{,}5\div2{,}0$. Поэтому часто характеристики передающих и приёмных трубок в какой-то степени взаимно компенсируются.

Контрастность реальных объектов значительно больше контрастности трубок (последняя обычно не превосходит $\beta=30$ и редко достигает $\beta=50$). Поэтому трубки значительно уменьшают контрастность многих реальных объектов и вносят значительные искажения светотеней.

Многолетняя практика передачи чёрно-белого телевидения показала, что для многих изображений лучшие результаты получаются при результирующей световой характеристике (с учётом обеих трубок), у которой $\gamma=1{,}5\div2{,}0$. Оптимальная величина γ зависит от содержания передаваемого изображения. Для регулирования значения γ во время передачи на телецентрах используются специальные нелинейные устройства — контрасторы (или гамма-корректоры).

Междугородный тракт передачи телевидения не содержит звеньев с большим размахом сигнала, и поэтому вносимые им градационные искажения невелики.

При организации передачи цветного телевидения к нелинейным искажениям тракта будут предъявлены более жёсткие требования, поскольку нелинейность может приводить к искажениям передачи цветов.

ГЛАВА 4

ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

4.1. Периодические помехи

Высокочастотные помехи с фиксированными частотами возникают, главным образом, в оборудовании линейного тракта, а также в аппаратуре оконечных станций. К таким помехам относятся помехи нелинейного происхождения (влияние нелинейности усилителей канала, нелинейности преобразователей частоты), помехи, вызванные недостаточным подавлением остатков несущих частот, и помехи от контрольных частот.

В настоящей главе рассмотрено действие синусоидальных помех на изображение после преобразования таких помех в спектр видеочастот. Механизм их возникновения показан в главе 7.

Низкочастотные помехи 50, 100, 200 *гц* возникают как в оконечном, так и в линейном оборудовании при питании аппаратуры переменным током. На экране видеоконтрольного устройства (телевизора) все низкочастотные помехи, частота которых кратна частоте полукадров (50 *гц*), проявляются в виде горизонтальных тёмных и светлых полос. Количество полос (тёмных или светлых) равно отношению частоты помехи к частоте полукадров (50 *гц*) [1].

Помеха изохронная с сигналами развёртки полукадров вызывает неравномерную яркость экрана по вертикали. Сильная поме-

[1]) При приёме телевизионной программы из другого города на экранах некоторых типов телевизоров видны медленно движущиеся в вертикальном направлении широкие горизонтальные полосы. Такие помехи возникают при расхождении частот электрических сетей данных двух городов на доли герца и сказываются вследствие несовершенства самих телевизоров.

ха такого рода может повлиять на работу системы развёртки изображения телевизора и привести к искривлению изображения (рис. 4.1*а*). Если частота сильной помехи, близкой к 50 *гц*, не изохронна с частотой тока питания телевизора, то искривление изображения будет изменяться во времени, в результате чего изображение начнёт «размазываться».

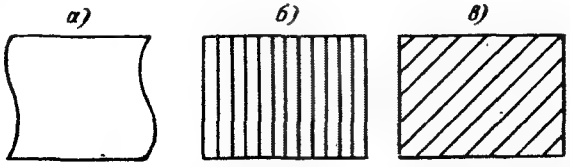


Рис. 4.1. Влияние синусоидальной помехи:
а) сильной помехи 50 *гц*; *б*) при $f_п = mf_с$;
в) при $f_п = mf_с \pm pF_к$

Высокочастотные синусоидальные помехи видны на экране телевизора в виде специфических сеток из тёмных и светлых полос. Густота сеток и их наклон определяется как абсолютным значением частоты помехи, так и её положением в видеоспектре относительно гармоник строчной частоты $f_с$. Сетки могут быть неподвижными и подвижными.

Рассмотрим сначала зависимость визуального эффекта, производимого помехой, от её положения в видеоспектре относительно гармоник частоты строк, т. е. при изменении частоты помехи в пределах от $f_п = mf_с$ до $f_п(m+1)f_с$. При этом весьма существенна роль процесса синтеза изображения в телевизоре (видеоконтрольном устройстве) на приёмной стороне. Процесс синтеза развёртки изображения на приёмной стороне синхронизирован с процессом развёртки изображения на передающей стороне, поэтому процесс синтеза развёртки не изменяет полезного сигнала изображения. Благодаря этому процессу фиксированная помеха «разбивается» на отрезки синусоидальных сигналов с длительностью, равной времени прохождения одной строки. На примере некоторых частных случаев проследим, как будет изменяться фаза напряжения помехи за время одного кадра:

а) помеха точно совпадает по частоте с гармоникой строчной частоты. В этом случае $f_п = mf_с$, где $m = 1, 2, 3....$ За время (период) прохождения одной строки пройдёт m периодов помехи, а за время одного кадра — mz периодов помехи (z — число строк в кадре). Поэтому изменения яркости любой точки экрана, вызванные помехой за время прохождения каждого кадра, будут синфазны. Помеха появится на экране в виде m вертикальных тёмных полос и такого же числа светлых полос (рис. 4.1*б*);

б) частота помехи $f_п = mf_с \pm pF_к$, где $F_к$ — частота кадров, p — целое число, причём $p < \frac{1}{2}z$.

Период помехи $T_п = \frac{1}{f_п} = \frac{1}{mf_с \pm pF_к} = \frac{1}{(mz \pm p)F_к}$.

За время прохождения одного кадра уложится целое число периодов помехи $mz \pm p$. За время прохождения одной строки целое число периодов помехи не уложится. Сдвиг фазы помехи при переходе от начала одной строки (например, первой строки) к началу следующей (третьей строки) составит $\frac{p}{z} 2\pi$ *рад*. При этом сложение яркостей данной точки изображения, обусловленных помехой, в каждом последующем кадре будет синфазным. Такая помеха вызовет на экране неподвижные наклонные полосы (рис. 4.1*в*);

в) помеха расположена в видеоспектре в середине между двумя гармониками строчной частоты

$$f_п = \left(m + \frac{1}{2}\right) f_с \quad \text{или} \quad T_п = \frac{1}{\left(m + \frac{1}{2}\right) f_с}.$$

За время прохождения одного кадра $T_к = 1/F_к$ уложится

$$\frac{T_к}{T_п} = \frac{1}{F_к}\left(m + \frac{1}{2}\right) f_с = \left(mz + \frac{1}{2}\, z\right) = \left(mz + \frac{z-1}{2}\right) + \frac{1}{2}$$

периодов помехи, поскольку z — нечётное число строк. Поэтому знак яркости, вызываемой помехой в любой точке экрана, через каждый кадр будет изменяться на обратный. Величина яркости, обусловленной помехой в любой точке экрана, будет колебаться с частотой кадров относительно средней яркости этой точки. Такое мерцание малозаметно и визуальный эффект помехи несравненно слабее, чем в случае «а»;

г) частота помехи $f_п = mf_с \pm \left(p \pm \frac{1}{2}\right) F_к$. В этом случае $\frac{T_к}{T_п} = mz \pm p \pm \frac{1}{2}$, за время прохождения одного кадра фаза помехи изменится на π *рад*, и её мешающий эффект будет слабее.

При других частотах фиксированных помех на экране будут видны движущиеся наклонные полосы.

В телевизионной аппаратуре система развёртки обычно синхронизируется с частотой переменного тока 50 *гц*, и стабильность частоты строк невелика. Поэтому практически положение помехи по отношению к гармоникам строчной частоты изменяется во времени — это необходимо учитывать при определении норм на помехи такого рода.

Визуальный эффект синусоидальной помехи существенно зависит от абсолютного значения её частоты. Чем выше частота помехи, тем уже и, следовательно, менее заметны вызываемые ею полосы на экране телевизора. Визуальный эффект помехи мало изменяется при изменении её частоты от 1 *кгц* до 1 *Мгц*, но существенно ослабляется при увеличении частоты помехи, примерно от 1 до 6 *Мгц* — граничной частоты видеотракта. Видимость помехи на экране зависит также от условий, при которых наблюдаются помехи. Помеха заметнее на фоне неподвижного изображения, а также на «серых» участках изображения (появляется в виде полос на гладких деталях изображения и вызывает «зубчатость» линий раздела чёрного и белого).

Проведённые в 1952 г. в связи с разработкой отечественной системы связи по коаксиальному кабелю опыты показали, что при расстоянии от глаза наблюдателя до неподвижного изображения на экране, равном 4 высотам экрана, помеха становится незаметной, если отношение сигнал/помеха соответствует кривой *1* на рис. 4.2. Во время реальных передач помеха несколько маскируется шумами и движением самого изображения.

Для магистралей большой протяжённости (2500 *км*) рекомендуемая МККТТ норма защищённости от синусоидальных помех составляет 50 *дб* (5,75 *неп*) для помех в спектре частот от 1 *кгц* до 1 *Мгц* и линейно снижается до 30 *дб* (3,45 *неп*) на частоте 6 *Мгц* (кривая *2*, рис. 4.2).

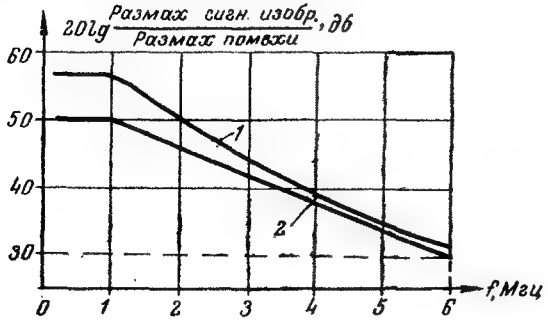


Рис. 4.2. Зависимость отношения сигнал/помеха от частоты:

кривая *1* — визуальное восприятие помехи;
кривая *2* — норма МККТТ

Защищённость от синусоидальных помех оценивается отношением размаха сигнала изображения к размаху помехи.

Гармоники переменного тока 50 *гц* менее заметны для глаза, чем помехи, рассмотренные выше. Они вызывают на экране ши-

рокие медленно движущиеся полосы. Чтобы мешающие действия таких помех были незаметными, достаточно обеспечить защищённость порядка 30 *дб*.

4.2. Флуктуационные помехи

Ниже рассматривается воздействие на изображение флуктуационных помех, возникающих в линейном тракте и оконечной аппаратуре (см. гл. 7), после переноса этих помех в спектр видеочастот при демодуляции сигнала.

Основными флуктуационными помехами в телевизионном канале систем связи по коаксиальному кабелю являются помехи высокочастотного тракта (тепловые флуктуации кабеля, флуктуации ламп усилителей) и, в меньшей степени, помехи преобразователей частоты и усилителей оконечных станций.

Флуктуационные помехи канала практически подчиняются закону нормального распределения и поэтому можно говорить лишь о вероятности того, что в некоторый момент времени значение помехи находится между величинами $u-\frac{1}{2}du$ и $u+\frac{1}{2}du$. Вероятность того, что напряжение помехи находится в пределах $\pm 2U_{эфф}$ составляет 95,4%, вероятность превышения $\pm 2U_{эфф}$ равна 4,6%, вероятность превышения $\pm 3U_{эфф}$ составляет всего 0,27%.

Глаз не воспринимает действие эффективного значения помехи на экране непосредственно. Он реагирует на светлые или тёмные пятна, вызванные отдельными выбросами флуктуационной помехи, которые в каждом кадре попадают на различные точки экрана. Глаз обладает инерционностью и при значительных помехах изображение как бы видно сквозь пелену мерцающих светлых и тёмных точек. Иногда создаётся впечатление, что всё изображение «кипит». Флуктуационные помехи размывают резкие очертания изображений и, таким образом, снижают его чёткость. Кроме того, сильные флуктуационные помехи существенно уменьшают контрастность изображения, сокращая количество различимых градаций яркости.

Зависимость числа различимых градаций от отношения сигнал/помеха приведена на рис. 4.3.

Вопрос, как правильнее измерять отношение сигнал/помеха, чтобы оно точнее отражало мешающий эффект помехи, длительно изучался многими авторами. Оценка мешающего действия флуктуационных помех по отношению размаха сигнала к размаху помехи весьма неточна, так как само понятие «размах флуктуационной помехи» (от отрицательного пикового значения до положи-

тельного пикового значения) является неопределённым [1]). Поэтому такой способ оценки величины флуктуаций в кабельных системах при передаче телевидения нецелесообразен. До последнего времени измеряли эффективное значение помех при помощи прибора, содержащего детектор с квадратичной характеристикой. В этих случаях влияние помехи оценивается величиной

$$20\lg\frac{\text{размах сигнала изображения}}{\text{эффективное напряжение помехи}},\ дб.$$

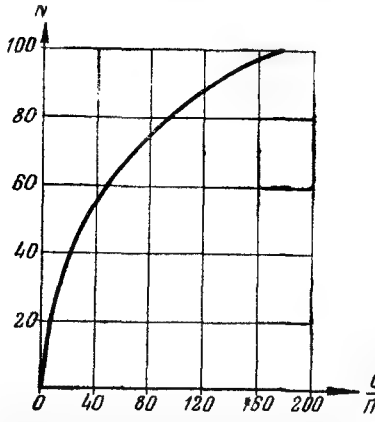


Рис. 4.3. Зависимость числа различных градаций N от отношения сигнал/помеха

Такой способ измерений не позволяет точно оценить эффект действия помехи, так как в действительности мешающий эффект флуктуационной помехи существенно зависит от распределения мощности помехи по спектру видеочастот (50 *гц*÷6,0 *Мгц*). Теоретические и экспериментальные исследования влияния флуктуационных помех на качество телевизионного изображения показывают, что при одинаковой мощности низкочастотные помехи заметны значительно сильнее, чем высокочастотные. Поэтому помеха, мощность которой неравномерно распределена в спектре видеочастот и увеличивается с ростом частоты, менее заметна на изображении, чем равная ей по мощности помеха с равномерным спектральным распределением. Помеха, сосредоточенная в сравнительно узкой полосе частот, более заметна, чем равная ей по мощности широкополосная помеха. Обычно помеха более заметна на гладких серых и тёмно-серых деталях изображения. Высокочастотная помеха создаёт впечатление мелкозернистого «кипения», а низкочастотная видна в виде появляющихся и исчезающих длинных горизонтальных размытых полос, на фоне которых заметна мелкозернистая помеха.

Глаз наблюдателя легко замечает изменение величины флуктуационной помехи. Опыты показали, что при действии помехи, равномерно распределённой по видеоспектру, глаз отмечает изменение помехи на ±1 *дб* при отношении размаха сигнала к эффективному значению помехи порядка (35÷40) *дб*. Такая помеха («плоский» шум) при отношении сигнал/помеха, равном 45 *дб*,

[1]) Пикфактор «шума» (отношение максимального заметного на осциллоскопе значения помехи к её эффективному значению) по определению ряда авторов составляет 6 ÷ 7. Измерения сильно зависят от свойств осциллоскопа и субъективной оценки наблюдателя.

практически незаметна на расстоянии $4h$ от экрана. Она становится различимой только с малых расстояний от экрана (20—30 *см*).

При передаче телевизионных сигналов как по радиорелейным линиям с частотной модуляцией, так и по кабельным линиям, оказалось возможным перераспределить флуктуационные помехи по спектру таким образом, чтобы их мощность на выходе аппаратуры с увеличением частоты возрастала. Это ослабляет визуальный эффект помехи. Так, например, в радиорелейных линиях с частотной модуляцией напряжение помех (после детектирования сигнала на приёмной стороне) изменяется примерно пропорционально частоте. Ожидаемое распределение напряжения помех по спектру в этом случае близко к треугольному. В телевизионном канале систем связи по коаксиальному кабелю уровень помех с ростом частоты также быстро возрастает. Ожидаемые характеристики флуктуационных помех кабельной системы приведены на рис. 4.4.

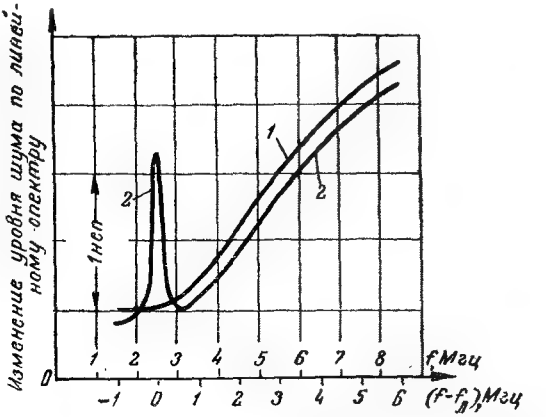


Рис. 4.4. Возможное распределение флуктуационных помех в телевизионном канале систем связи по коаксиальному кабелю:

кривая *1* — без предварительного искажения сигнала на передаче; кривая *2* — с предварительным искажением

В 1948 г. МККФ рекомендовала норму для «гладкой» помехи $\left(20 \lg \frac{\text{размах сигнала изображения}}{\text{эффективное значение изображения}} \geqslant 48\ дб\right)$ и линейно-нарастающей по частоте помехи (41 *дб*).

В связи с разработкой американской системы уплотнения L3, в которой предусмотрена передача телевидения, исследовался визуальный эффект помех с частотной характеристикой, ожидаемой в этой системе. Было установлено, что величина отношения полно-

го видеосигнала к эффективному значению помехи, равная 40 *дб*, обеспечивает хорошее качество передачи, если помеха возрастает примерно на 11 *дб* в пределах видеоспектра.

При разработке отечественной системы уплотнения К-1920 экспериментально сравнивались действия возможных помех с действием «гладкой» помехи, и были установлены поправочные коэффициенты. Так, если спектральная характеристика помехи соответствует кривой *1* (рис. 4.4), то норма защищённости может быть на 9 *дб* ниже нормы установленной для «гладкой» помехи; если характеристика соответствует кривой *2*, то норма защищённости может быть снижена примерно на 7 *дб*.

Реальное распределение помех телевизионного канала может в большей или меньшей степени отличаться от расчётного, так как оно определяется также наличием линейных корректоров, усилителей (компенсирующих затухание корректоров) и других узлов аппаратуры.

В различных типах аппаратуры для передачи телевидения помехи отличаются своими спектральными характеристиками. Поэтому нормы, установленные для одного типа аппаратуры, нельзя предъявить другому типу аппаратуры. Наиболее правильную оценку визуального эффекта помехи можно получить, если производить измерение с помощью широкополосного указателя уровня с «взвешивающим» контуром на входе указателя (рис. 4.5). В данном случае роль взвешивающего контура аналогична роли псофометрического фильтра при измерении шумов в телефонных каналах. Таким образом, «взвешивающая функция» при измерении флуктуационных помех в телевидении эквивалентна «псофометрической кривой» в телефонии, а «взвешенная» помеха эквивалентна «псофометрическому шуму» в телефонии. На входе указателя уровня, каскадно с взвешивающим контуром, включается и фильтр нижних частот, ограничивающий полосу измеряемых помех до максимальной частоты видеоканала, например, до 6 *Мгц*. Таким образом, сначала нужно определить взвешивающую функцию, а затем найти схему амплитудного контура, который с достаточной степенью точности аппроксимировал бы эту функцию.

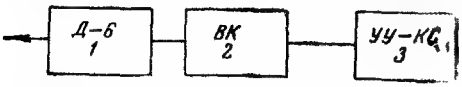


Рис. 4.5. Блок-схема измерительного устройства:
1 — фильтр Д-6,0 *Мгц*; *2* — взвешивающий контур; *3* — широкополосный указатель уровня

Взвешивающая функция определяется, главным образом, частотными характеристиками глаза и приёмной трубки. Частотная характеристика глаза показывает, как изменяется минимальная, заметная глазом, величина яркости детали в зависимости от её размеров. Частотная характеристика приёмной трубки (кинескопа) показывает, как изменяется модуляция яркости на экране трубки

в зависимости от частоты сигнала при синусоидальном сигнале, с неизменной амплитудой на управляющем электроде трубки. Экспериментальные усреднённые частотные характеристики глаза и приёмной трубки показаны на рис. 4.6. Расчётная взвешивающая функция представляет сумму характеристик глаза и приёмной трубки. Взвешивающие функции экспериментально определялись рядом авторов. Во всех случаях с помощью набора разных полосовых фильтров и фильтров нижних частот визуальные эффекты помех на выходах отдельных фильтров сравнивались друг с другом или с визуальным эффектом «гладкой» помехи во всей рабочей полосе частот.

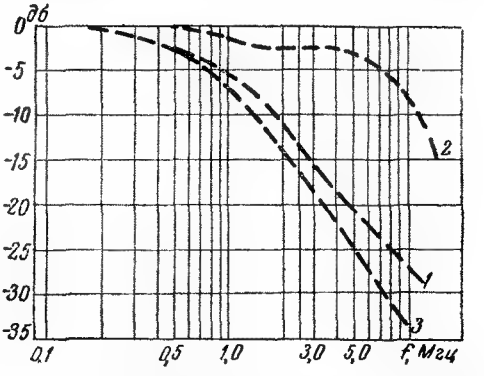


Рис. 4.6. Усреднённые частотные характеристики:
кривая *1* — глаза; кривая *2* — приёмной трубки; кривая *3* — суммарная

В результате были построены взвешивающие функции для различных телевизионных стандартов. На рис. 4.7 приведены экспе-

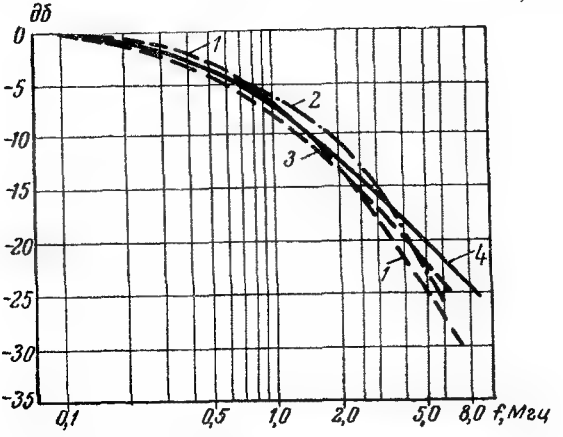


Рис. 4.7. Взвешивающие характеристики:
кривые *1, 2* — экспериментальные; кривая *3* — расчётная; кривая *4* — для контура рис. 4.8

риментальные взвешивающие функции (кривые *1* и *2*) и расчётная функция (кривая *3*) для стандарта 625 строк. Несмотря на использование различной аппаратуры и на разную методику экс-

периментов, полученные результаты мало отличаются друг от друга и от расчётной взвешивающей функции. Это подтверждает возможность правильной оценки визуального эффекта помех с любой спектральной характеристикой путём измерения напряжения помех с помощью широкополосного указателя уровня, на входе которого включён стандартизованный взвешивающий фильтр (или амплитудный контур).

Рассмотренные выше взвешивающие функции довольно точно аппроксимируются характеристикой перекрытого Т-образного амплитудного контура (рис. 4.8). Если в такой схеме

$$Z_1 = i\omega L, \qquad Z_2 = \frac{1}{i\omega C} \quad \text{и} \quad Z_1 Z_2 = \frac{L}{C} = R^2, \tag{4.1}$$

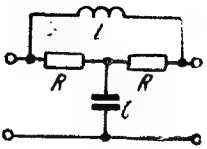


Рис. 4.8. Амплитудный контур

то коэффициент передачи контура

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + i\dfrac{\omega L}{R}} \tag{4.2}$$

или

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + i\omega\tau}, \text{ а } \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 = \frac{1}{1 + \omega^2\tau^2}, \tag{4.3}$$

где $\tau = \dfrac{L}{R}$.

В рекомендациях МККТТ 1959 г. указывается, какой контур лучше использовать, в зависимости от принятого в системе телевидения стандарта. Для телевизионного стандарта 625 строк рекомендуется использовать контур, у которого $\tau = 0{,}33$ *мксек*, $L = 24{,}8$ *мкгн*, а $C = 4400$ *пф* (рис. 4.8).

Характеристика затухания такого контура (кривая *4*, рис. 4.7) достаточно хорошо совпадает с взвешивающей функцией.

Производя расчёты помех в устройствах для передачи телевидения, иногда необходимо определить ожидаемую величину взвешенной помехи (т. е. визуально воспринимаемой) при заданной спектральной характеристике эффективных значений помехи. В простейших случаях, когда спектральная характеристика флуктуационной помехи равномерна (гладкая помеха) или возрастает линейно, вносимое взвешивающим контуром ослабление помехи просто определить аналитически.

Допустим, что частотная зависимость мощности помехи на входе взвешивающего контура $p(f)$. В этом случае полная мощность помехи на выходе контура [с учётом (4.3)]

$$P_{\text{виз}} = \int_{f_{\text{мин}}}^{f_{\text{макс}}} p(f)\,\frac{df}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2}. \tag{4.4}$$

Вносимое контуром ослабление помехи $a_к$ представляет собой отношение полных мощностей помехи на входе и на выходе контура

$$a_к = 10 \lg \frac{P_{вх}}{P_{виз}} = 10 \lg \frac{\int\limits_{f_{мин}}^{f_{макс}} p(f)\, df}{\int\limits_{f_{мин}}^{f_{макс}} p(f) \dfrac{df}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2}}. \qquad (4.5)$$

В случае помехи с равномерным спектром:

$$p(f) = p_1 = \text{const} \quad \text{и} \quad P_{вх} = p_1 (f_{макс} - f_{мин}), \qquad (4.6)$$

$$P_{виз} = p_1 \int\limits_{f_{мин}}^{f_{макс}} \frac{df}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2} = p_1 \frac{\operatorname{arc\,tg}(2\pi\tau f_{макс}) - \operatorname{arc\,tg}(2\pi\tau f_{мин})}{2\pi\tau},$$

где p_1 — мощность помехи в полосе 1 *гц*.
Для $f_{макс}=6{,}0$ *Мгц*, $f_{мин}=50$ *гц* и $\tau=0{,}33$ *мксек*, вносимое контуром ослабление помехи $a_к=9{,}2$ *дб*. Следовательно, визуально воспринимаемая мощность «гладкой» помехи на 9 *дб* ниже её действительной мощности.

Если с ростом частоты напряжение помехи возрастает линейно, мощность её в этом случае возрастает пропорционально квадрату частоты, то $p(f)=\kappa f^2$ и суммарная мощность помехи на входе взвешивающего контура

$$P_{вх} \approx \kappa \int\limits_{0}^{f_{макс}} f^2\, df = \frac{1}{3} \kappa f_{макс}^3, \qquad (4.7)$$

поскольку $f_{мин}$ близка к нулю. Взвешенная мощность помехи

$$P_{виз} \approx \kappa \int\limits_{f_{мин}}^{f_{макс}} \frac{f^2\, df}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2} = \kappa \left[\frac{f_{макс}}{(2\pi\tau)^2} - \frac{\operatorname{arc\,tg}(2\pi\tau f_{макс})}{(2\pi\tau)^3} \right]. \qquad (4.8)$$

Для $f_{макс}=6{,}0$ *Мгц* и $\tau=0{,}33$ *мксек* ослабление помехи взвешивающим контуром составляет примерно 17,5 *дб*.

Спектральная характеристика помехи не всегда может быть задана аналитически. Часто она задаётся в виде кривой (как например, на рис. 4.4). В этих случаях, зная характеристику зату-

хания взвешивающего контура, строят графически характеристику помех на выходе контура. Затем графическим интегрированием определяют величину взвешенной помехи. Например, для помехи, представленной кривой *1*, рис. 4.4, взвешивающий контур вносит ослабление порядка 19 *дб*, а для помехи, представленной кривой *2*, — порядка 16,0 *дб*.

Собственные флуктуационные шумы передающих телевизионных трубок (иконоскопов, суперортиконов) довольно велики. Так, для иконоскопов отношение сигнал/шум

$$\psi = \frac{\text{размах тока максимального сигнала}}{\text{эффективный ток флуктуаций}} = 50 \div 80 \text{ (или } 34 \div 38 \text{ } дб),$$

а для лучших суперортиконов ψ не превышает 35÷80.

Флуктуационные помехи телевизионного канала в системах связи по коаксиальному кабелю при отношении размаха сигнала изображения к взвешенной помехе $\geqslant 50$ *дб* не вносят сколь-нибудь заметного ухудшения качества изображения даже в тех случаях, когда на телецентрах используются наименее «шумящие» трубки [1]).

---

[1]) Норма МККТТ на взвешенные помехи (см. приложение 3) для системы с разложением 625 строк (при ширине видеоканала 6,0 *Мгц*) выше, чем для всех остальных систем как с менее широким, так и с более широким видеоканалом и составляет 57 *дб*. По-видимому, целесообразно снизить её до 50—52 *дб*.

ГЛАВА 5

СПОСОБЫ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ ПО КОАКСИАЛЬНЫМ КАБЕЛЯМ

5.1. Магистральные коаксиальные кабели и способы их уплотнения

На междугородных магистралях дальней связи используются комбинированные кабели, состоящие из двух, четырёх, шести и даже восьми коаксиальных пар и нескольких симметричных четвёрок. Последние используются в системах уплотнения К-24 и К-60 для телефонной связи или для служебной связи и сигнализации.

Рекомендации МККТТ предусматривают следующие размеры коаксиальной пары: диаметр внутреннего проводника — 2,56 *мм* и внешнего проводника — 9,4 *мм*. Такие размеры позволяют обеспечивать волновое сопротивление кабеля, весьма близкое к 75 *ом*, и близкое к оптимальному (3,6) отношение диаметров проводников.

В СССР используется, главным образом, магистральный коаксиальный кабель КМ-4 (рис. 5.1) с четырьмя коаксиальными парами диаметром

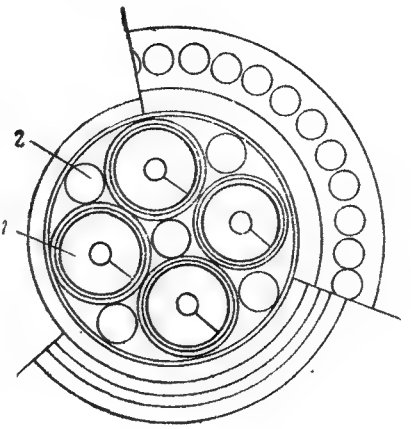


Рис. 5.1. Конструкция кабеля КМ-4:
1 — коаксиальная пара; *2* — сигнальная четвёрка

2,56/9,4 *мм* и пятью четвёрками диаметром 0,9 *мм*, со звёздной скруткой. Кроме кабелей КМ-4, выпускаются кабели КМК-2 с двумя коаксиальными парами такого же размера.

Кабели этих марок выпускаются строительной длины 215 и 385 *м*.

Километрическое затухание коаксиальной пары отечественных кабелей на частоте 1 *Мгц* составляет примерно 0,282 *неп/км*. Для других частот его с достаточной точностью можно определить по формуле

$$\alpha \approx 0{,}282 \sqrt{f_{Мгц}}. \qquad (5.1)$$

Электрические характеристики коаксиальной пары марки КМ-4 приведены в табл. 5.1 и на рис. 5.2.

Затухание коаксиальной пары с увеличением частоты возрастает пропорционально $\sqrt{f}$. Фазовая скорость v существенно изменяется в области низких частот — до 1 *Мгц*, а далее изменения её

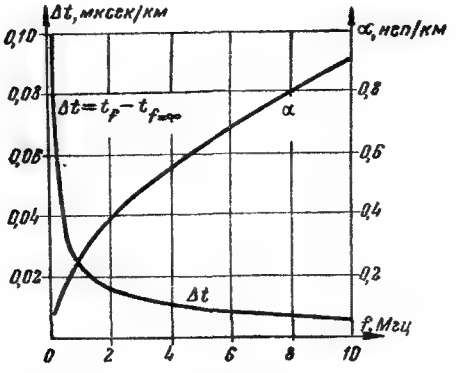


Рис. 5.2. Характеристики коаксиального кабеля с диаметром жил 2,56/9,4 *мм*

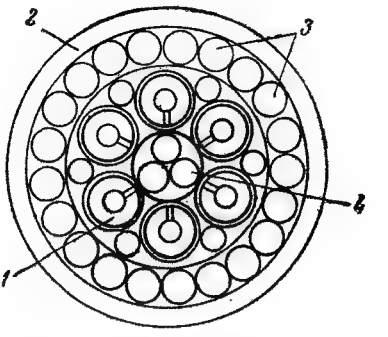


Рис. 5.3. Конструкция американского коаксиального кабеля:

1 — коаксиальная пара; *2* — свинцовая оболочка; *3* — четвёрки; *4* — пары сигнализации

сравнительно невелики. Поэтому неравномерность времени распространения сигналов на коаксиальной линии имеет место, главным образом, в спектре частот до 1,0 *Мгц*.

В США, в основном, применяется комбинированный кабель (рис. 5.3) с коаксиальными парами диаметром 2,6/9,4 *мм;* во Франции применяется комбинированный кабель, содержащий две коаксиальные пары 5/18 *мм*, две пары 2,6/9,4 *мм* и восемь тонких коаксиальных пар 0,9/2,2 *мм*.

ТАБЛИЦА 5.1

f, *Мгц*	Z, *ом*	α, *мнеп/км*	β, *рад/км*	$v = \frac{\omega}{\beta}$, *км/сек*
0,10	77,00	86	2,303	$2{,}727 \cdot 10^5$
0,30	75,60	152	6,796	$2{,}772 \cdot 10^5$
0,50	75,33	198	11,268	$2{,}786 \cdot 10^5$
1,00	75,00	282	22,420	$2{,}801 \cdot 10^5$
2,00	74,72	403	44,670	$2{,}811 \cdot 10^5$
4,00	74,52	577	89,1	$2{,}818 \cdot 10^5$
6,00	74,44	612	133,5	$2{,}820 \cdot 10^5$
12,00	74,38	996	268,3	$2{,}821 \cdot 10^5$

Развитие техники коаксиальных кабелей для магистральной связи происходит по двум направлениям: расширение диапазона используемых для передачи частот и удешевление кабеля за счёт уменьшения его диаметра. В последнее время разработаны различные типы тонких коаксиальных кабелей с диаметрами проводников 0,9/3,2; 1,0/3,6; 1,2/4,4; 1,5/5,4 *мм* и др. Эти кабели используются для многоканальной телефонии, однако в будущем предполагается использовать их и для передач телевидения.

Используемые в настоящее время системы связи по коаксиальному кабелю можно разделить на две группы: системы с универсальным высокочастотным трактом и системы совместной передачи сигналов телефонии и телевидения. В системах с универсальным высокочастотным трактом линейные усилители рассчитаны на передачу полосы частот, необходимой для телевидения, и каждый высокочастотный тракт используется или для передачи

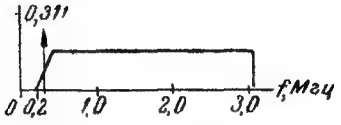


Рис. 5.4. Линейный спектр частот системы L1

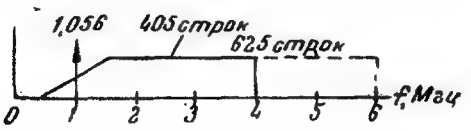


Рис. 5.5. Линейный спектр частот систем с верхней частотой 6 *Мгц*

многоканальной телефонии, или для передачи телевидения. Первой системой такого рода была американская система L1. При передаче телевидения ширина передаваемой полосы видеочастот составляет 2,8 *Мгц*, линейная несущая частота телевизионного сигнала — 311 *кгц* и линейный спектр занимает полосу частот от 0,2 до 3,1 *Мгц* (рис. 5.4).

Система L1 обеспечивает также 600 телефонных каналов.

Первая английская система, работающая на трассе Лондон—Бирмингам, обеспечивает передачу телевидения с разложением на 405 строк. В этой системе передаваемая полоса видеочастот составляла 3 *Мгц*, линейная несущая частота равна 1056 *кгц* (рис. 5.5), а линейный спектр занимает область частот примерно от 0,5 до 4 *Мгц*. В системах с универсальным трактом, разработанных в ряде стран Западной Европы, линейная несущая частота также равна 1056 *кгц*, линейный спектр частот телевидения простирается примерно от 0,5 до 6 *Мгц*. Это обеспечивает передачу видеосигналов в полосе частот до 5 *Мгц*. Такие системы используют для передачи видеосигналов западно-европейского стандарта 625 строк.

К системам уплотнения, позволяющим осуществить одновременную передачу многоканальной телефонии и телевидения по общему высокочастотному тракту одной коаксиальной пары, относятся отечественная система К-1920, американская система L3 и ряд систем более поздних разработок (см. приложение 2).

Система L3 получила широкое распространение в США. Она позволяет осуществить в линейном спектре частот от 300 *кгц* до 8,5 *Мгц* по двум коаксиальным парам 600 телефонных каналов и двухстороннюю передачу телевидения (рис. 5.6), или 1860 теле-

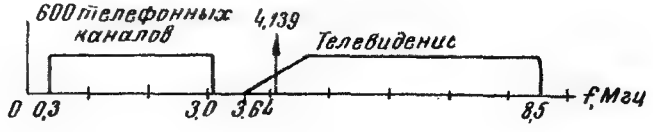


Рис. 5.6. Линейный спектр частот системы L3

фонных каналов. Эффективно передаваемая полоса видеочастот 4,3 *Мгц* обеспечивает передачу чёрно-белого и цветного телевидения американского стандарта 525 строк.

Советская система уплотнения коаксиального кабеля К-1920 внедрена на ряде магистралей. Она позволяет осуществить по двум коаксиальным парам или 300 телефонных связей и двухстороннюю передачу телевидения, или до 1920 телефонных связей. Полоса эффективно передаваемых видеочастот находится в пределах от 50 *гц* до 6 *Мгц*. В системе К-1920 предусмотрен специальный канал для передачи в полосе звуковых частот от 30 *гц* до 15 *кгц* сигналов звукового сопровождения телевизионной программы весьма высокого класса. Линейный спектр системы (рис. 5.7) при передаче телевидения находится в пределах от 0,27 до 8,6 *Мгц*.

Одновременная передача телефонных сигналов и сигналов телевидения осуществляется через общие линейные усилители, имеющие весьма высокую линейность.

В ряде стран (в Англии, Франции, ФРГ, Японии и др.) ведутся работы по расширению используемого спектра частот в системах связи по коаксиальному кабелю. В частности, в странах, где ис-

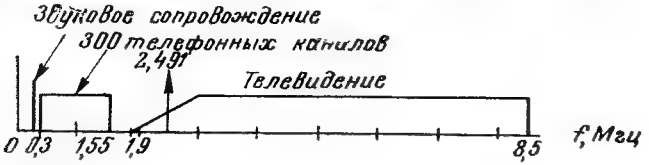


Рис. 5.7. Линейный спектр частот системы К-1920

пользовались системы с линейным спектром частот до 6 *Мгц* и расстоянием между усилительными пунктами 9,6 *км*, разрабатываются системы с расширенным спектром частот примерно до 12,5 *Мгц* и расстоянием между усилительными пунктами 4,8 *км*. Например, английская система, работающая на участке Бристоль—Кардифф, позволяет организовать по двум коаксиальным парам до 1200 телефонных каналов и двухстороннюю передачу телевидения в спектре видеочастот до 5,0 *Мгц*, или до 2700 телефонных каналов.

В ФРГ разработана аналогичная система (рис. 5.8), использующая спектр видеочастот 5,5 *Мгц*.

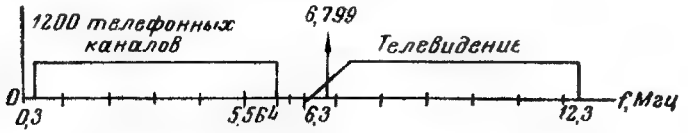


Рис. 5.8. Линейный спектр частот систем с верхней частотой 12,5 *Мгц*

Системы с одновременной передачей телефонных сигналов и сигналов телевидения по одной коаксиальной паре значительно экономичнее систем с поочерёдной передачей сигналов. Так, система К-1920 на четырёхпарном кабеле КМ-4 позволяет осуществить до 2220 телефонных связей и двухстороннюю передачу телевидения или 300 телефонных каналов и двухстороннюю передачу телевидения по двум коаксиальным парам; следовательно, по четырём парам можно обеспечить 100-процентное резервирование этих каналов.

Системы с универсальным трактом требуют меньшего числа усилителей (на магистрали заданной протяжённости) и поэтому

могут обеспечить бо́льшую дальность передачи при заданном качестве. Но они требуют четырёх коаксиальных пар для организации телефонной и двухсторонней телевизионной передачи, при этом телевизионный канал остаётся без резерва. (Для 50% резерва требуется 6 коаксиальных пар в кабеле.) Экономические и эксплуатационные преимущества систем совместной передачи делают их более перспективными.

5.2. Линейный спектр частот телевизионного сигнала

Сигналы телевидения в спектре видеочастот 50 *гц* ÷ 6 *Мгц* можно передавать на небольшие расстояния (10—20 *км*). Осуществить передачу в этом спектре на дальние расстояния практически не удаётся по следующим причинам: коаксиальные пары на низких частотах слабо защищены от влияния промышленных сетей электрического тока и хорошо экранируются от внешних полей, только начиная с нескольких десятков килогерц; фазовая коррекция в области низших видеочастот (даже при длине линии 100 *км*) очень сложна. Кроме того, в настоящее время не представляется возможным создать усилители видеочастот для кабельных систем с достаточно высокой линейностью и стабильностью. В силу указанных причин, исходный видеосигнал на передающей станции должен быть преобразован в линейный сигнал, пригодный для передачи по высокочастотному тракту систем связи по коаксиальному кабелю.

В кабельных системах связи передача телевизионных сигналов осуществляется методом амплитудной модуляции. Наибольшую экономию рабочего спектра частот линейного тракта удалось бы получить, передавая по линии одну боковую полосу частот модулированного сигнала, аналогично тому, как это принято при передаче сигналов телефонии. Однако при передаче телевизионных сигналов практически невозможно осуществить выделение одной боковой полосы частот из спектра частот амплитудно-модулированного сигнала, поскольку расстояние между ближними краями верхней и нижней боковых полос составляет всего 100 *гц*. Поэтому, как и при телевизионной передаче по радио, применяется способ передачи модулированного сигнала с несимметричными боковыми полосами, при котором одна боковая полоса частот передаётся полностью, а вторая боковая полоса передаётся частично (10% от ширины полностью передаваемой боковой полосы) и содержит составляющие, расположенные вблизи от линейной несущей частоты телевизионного канала [1]). Таким образом, при переда-

[1]) Подробнее см. гл. 6.

че видеосигналов с исходной полосой рабочих частот порядка 6 *Мгц*, линейный сигнал занимает полосу частот 6,5÷6,6 *Мгц*.

Линейные спектры передаваемых по кабелям сигналов определяются возможностями высокочастотных трактов, которые, в основном, зависят от характеристик кабеля и линейных усилителей тракта.

При определении минимальной частоты линейного спектра телевизионного сигнала в системах, предназначенных для раздельной передачи сигналов многоканальной телефонии и сигналов телевидения, исходят из следующих соображений:

а) в спектре частот ниже 300—500 *кгц* неравномерность группового времени распространения сигналов в кабеле быстро возрастает при уменьшении частоты. Поэтому коррекция фазовых искажений в этой области затруднена;

б) нижний край рабочей полосы частот линейных усилителей определяется передачей сигналов телефонии. Согласно рекомендациям МККТТ он составляет 60 или 300 *кгц* для систем с линейным спектром до 6 *Мгц* и 300 *кгц* для систем с более широким линейным спектром;

в) участок спектра шириной 200÷300 *кгц* у нижнего края рабочей полосы линейных усилителей трудно использовать для передачи телевидения из-за значительного усложнения фазовой коррекции телевизионного тракта при использовании этого участка;

г) фильтр приёмного оборудования, выделяющий сигнал телевидения после первой ступени демодуляции (см. § 5.3), должен достаточно сильно подавлять ток местной несущей частоты, проходящий на выходе преобразователя частоты. Расстояние по частоте от края рабочей полосы частот фильтра до несущей частоты, которую нужно подавить, точно равно величине частоты нижнего края линейного спектра частот телевизионного сигнала. Выполнить приёмный фильтр трудно, если нижний край линейного спектра частот находится ниже 500 *кгц*.

МККТТ рекомендует для систем с универсальным высокочастотным трактом выбирать линейную несущую частоту, равную 1056 *кгц*. Величина остатка подавляемой боковой полосы предусматривается порядка 500 *кгц*. Следовательно, минимальная частота линейного телевизионного сигнала составляет примерно 500 *кгц*.

Несущая частота 1056 *кгц* используется в английских системах, предназначенных для передачи сигналов телевидения с разложением на 405 строк при эффективно передаваемой полосе видеочастот 3,0 *Мгц*, и в западно-европейских системах телевидения, предназначенных для передачи сигналов с разложением на 625 строк и ширине видеоканала 5,0 *Мгц*. Верхняя граница линейного спектра частот для западно-европейской системы телевидения составляет примерно 6,0 *Мгц*.

В системах совместной передачи телефонии и телевидения линейный спектр частот телевизионного сигнала всегда располагается выше линейного спектра частот телефонии. Это объясняется тем, что в нижней части линейного спектра частот стабильность усилителей выше, шумы и нелинейность высокочастотного тракта меньше, и легче выполнить высокие требования, предъявляемые к телефонным каналам, особенно при их вторичном уплотнении. В канале телевидения значительно легче осуществить фазовую коррекцию, если его нижний край расположен выше по линейному спектру частот. При таком расположении сигналов телефонии и телевидения значительно облегчается конструирование аппаратуры преобразования на оконечных станциях и в пунктах выделения сигналов.

Между линейными спектрами частот телефонии и телевидения (рис. 5.7) необходимо иметь промежуток для разделения этих сигналов на приёмной стороне и в пунктах выделения с помощью пары разделительных фильтров. Фильтр верхних частот, выделяющий сигнал телевидения, должен быть весьма тщательно откорректирован в отношении фазовых искажений. Возможность выполнения удовлетворительной фазовой коррекции определяет величину разделительного промежутка между спектрами телефонии и телевидения, который обычно составляет 300÷500 *кгц*.

Число телефонных каналов зависит от ширины всего линейного спектра системы, полосы частот исходного видеосигнала и в разных системах может быть различным.

В современных системах связи по коаксиальному кабелю (рис. 5.6, 5.7, 5.8) линейная несущая частота телевизионных каналов располагается в нижней части линейного спектра частот. Это объясняется, прежде всего, распределением шумов магистрали по линейному спектру высокочастотного тракта. Современные линейные усилители коаксиальных систем связи обладают весьма низкими уровнями собственных шумов. Частотная характеристика уровня шумов магистрали (в области линейных частот выше 2 *Мгц*) близка к характеристике затухания усилительного участка. Поэтому с увеличением частоты шумы на выходе магистрали возрастают. Визуальный эффект шумов слабее, если большая часть их мощности приходится на область высших видеочастот. При размещении несущей частоты в нижней части линейного спектра частот телевизионного канала обеспечивается меньшая величина взвешенного шума на выходе телевизионного тракта.

Основная мощность телевизионного видеосигнала сосредоточена в области частот до 300 *кгц*. Поэтому основная мощность линейного сигнала сосредоточена в сравнительно небольшой полосе частот (± 300 *кгц*) по обе стороны от линейной несущей частоты. Поскольку стабильность линейных усилителей с увеличением частоты понижается, то расположение линейной несущей частоты

в нижней части линейного спектра обеспечивает более высокую стабильность уровня телевизионного сигнала на выходе тракта. В нижней части линейного спектра телевизионного сигнала точность корректирования частотных характеристик тракта обычно выше.

В канале телевидения влияние нелинейных помех, возникающих в усилителях магистрали, значительно слабее, если несущую частоту выбрать в верхней части линейного спектра. В этом случае гармоники линейной несущей частоты и суммарные продукты взаимодействия мощных составляющих телевизионного сигнала оказываются вне линейного спектра сигнала. Современные усилители высокочастотного тракта обладают весьма высокой линейностью и позволяют выполнить нормы, предъявляемые к величине нелинейных помех. Кроме того, вводя предыскажение сигнала, можно существенно ослабить ряд нелинейных помех. Поэтому практически целесообразно использовать преимущества, получаемые при размещении линейной несущей частоты в нижней части линейного спектра частот.

5.3. Преобразование спектра телевизионного сигнала при передаче и при приёме. Блок-схемы аппаратуры преобразования сигналов

Схема преобразования телевизионного сигнала на передающей и приёмной стороне определяется, прежде всего, линейным спектром частот телевизионного сигнала. В системах с универсальным высокочастотным трактом спектры частот исходного видеосигнала и линейного сигнала почти полностью перекрывают друг друга. Перемещение телевизионного сигнала из спектра видеочастот в спектр линейных частот при помощи одной ступени модуляции практически осуществить невозможно. Поэтому на передающей стороне используются две ступени модуляции, а на приёмной стороне соответственно две ступени демодуляции. На рис. 5.9 и 5.10 приведены схемы преобразования спектров в сравнительно старой и в современной системах с линейным спектром частот до 6 *Мгц*. Напряжение исходного видеосигнала (рис. 5.9*а*) модулирует напряжение первой несущей частоты f_1 в первом модуляторе. Из спектра модулированного сигнала на выходе модулятора полосовой фильтр передачи выделяет нижнюю боковую полосу частот (рис. 5.9*б*) несущей частоты f_1 и часть верхней боковой полосы частот. Этот спектр частот на выходе полосового фильтра передачи в дальнейшем будем называть «промежуточным». В результате второго преобразования частоты (рис. 5.9*в*) с помощью второй несущей частоты f_2 сигнал переносится из промежуточного спектра частот в линейный спектр частот (рис. 5.9*в*). Линейная

несущая частота $f_л$ получается в результате взаимодействия токов с частотами f_1 и f_2 во втором модуляторе

$$f_л = f_2 - f_1.$$

На приёмной стороне спектры преобразуются в обратном порядке. В первом демодуляторе линейный сигнал взаимодействует с током местной несущей частоты f_2. Из состава продуктов модуля-

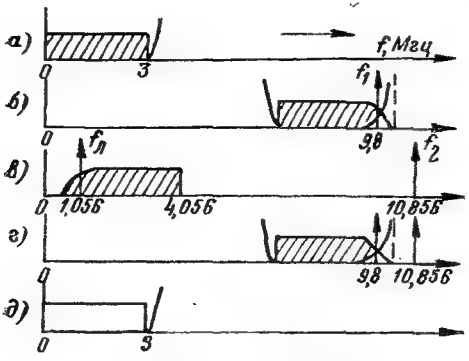


Рис. 5.9. Преобразование спектров в системе с верхней линейной частотой 4 *Мгц*

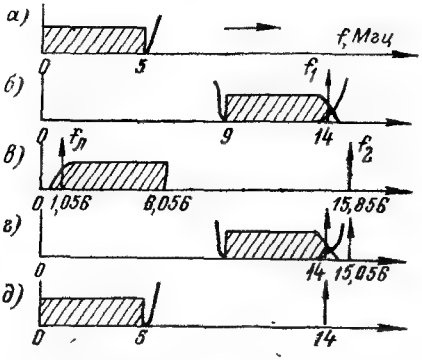


Рис. 5.10. Преобразование спектров в системе с верхней линейной частотой 6 *Мгц*

ции на выходе первого демодулятора полосовой фильтр приёма (рис. 5.9*г*) выделяет нижнюю боковую полосу несущей частоты f_2, т. е. выделяет сигнал в промежуточном спектре частот. Этот сигнал окончательно демодулируется во втором демодуляторе.

В качестве второго демодулятора может быть использован либо обычный «линейный» детектор, либо синфазный (синхронный) демодулятор. Линейный детектор имеет простую конструкцию и использование его позволяет значительно упростить приёмное устройство в целом. Однако большим недостатком такой схемы является то обстоятельство, что при линейном детектировании модулированного сигнала с несимметричными боковыми полосами возникают значительные искажения формы передаваемых видеосигналов. Эти искажения зависят от глубины модуляции и уменьшаются при уменьшении глубины модуляции сигнала на входе детектора. Поэтому системы с линейным детектором обычно имеют небольшую глубину модуляции ($\leqslant 50\%$), что отрицательно сказывается на отношении сигнал/шум на выходе магистрали. Линейное детектирование использовалось преимущественно в системах прежних выпусков.

В современных системах связи по коаксиальному кабелю вместо линейного детектирования применяется синфазный приём.

В этом случае во второй ступени демодуляции используется преобразователь частоты, на один вход которого поступает напряжение модулированного сигнала (в промежуточном спектре частот) с несущей частотой f_1, а на другой вход — напряжение местной несущей частоты f_1. Фазы обоих напряжений частоты f_1 на входах демодулятора должны совпадать с достаточной точностью (практически не хуже 3° в системе без переприёмов и с точностью 1,5° в системах с тремя — четырьмя переприёмами по видеочастоте). Синхронный приём принципиально позволяет устранить (сильно ослабить) искажения формы переданного видеосигнала, обусловленные несимметричностью боковых полос модулированного сигнала. Поэтому системы с синхронным приёмом могут работать практически с любой глубиной модуляции, что позволяет лучше использовать возможности усилителей высокочастотного тракта и обеспечивает лучшее отношение сигнал/шум на выходе магистрали.

Блок-схема аппаратуры преобразования сигналов на передающей и приёмной станциях системы с линейным детектированием приведена на рис. 5.11. На вход аппаратуры передающей станции

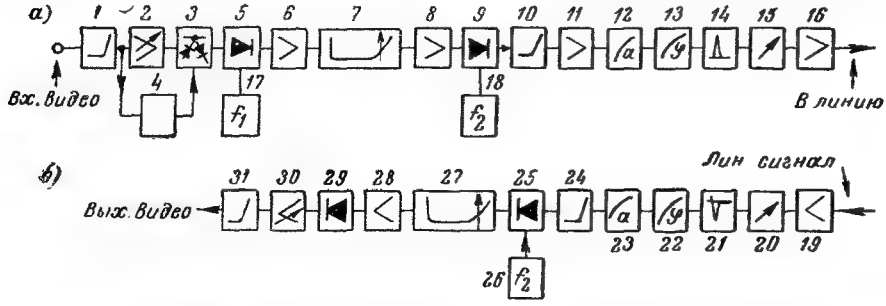


Рис. 5.11. Блок-схема оконечной аппаратуры с линейным детектированием

из аппаратной телецентра поступает видеосигнал, размах которого составляет 1 *в*. Спектр видеосигнала ограничивается фильтром нижних частот *1*. Постоянная составляющая видеосигнала обычно отсутствует: она теряется при прохождении сигнала через различные переходные ёмкости в узлах аппаратуры телецентра. Поэтому до поступления на вход первого модулятора *5*, видеосигнал усиливается усилителем *2* и при помощи специальной схемы восстановления постоянной составляющей ВПС *3, 4* восстанавливается его постоянная составляющая [1]). Известно, что в видеосигнале, содержащем постоянную составляющую, импульсы синхронизации находятся всегда на одном, строго фиксированном уровне. Благодаря

[1] Подробнее см. гл. 8.

этому, на выходе первого модулятора (в модулированном сигнале) уровни импульсов синхронизации также будут фиксированы и их можно передавать при максимально допустимом в данном высокочастотном тракте размахе модулированного линейного сигнала. Это позволяет лучше использовать мощность линейных усилителей и повысить отношение сигнал/шум.

После схемы ВПС видеосигнал поступает на вход первого модулятора, который обычно выполняется в виде кольцевого модулятора на германиевых диодах. Вход первого модулятора для видеосигнала обеспечивает прохождение токов, начиная от нулевой частоты, и поэтому не содержит ёмкостей и трансформаторов. В схеме модулятора предусматривается возможность регулировки величины небалансированного остатка тока первой несущей частоты, позволяющая установить необходимую глубину модуляции сигнала на его выходе.

Напряжение несущей частоты f_1 поступает от независимого генератора *17*, обычно кварцованного.

Сигнал, снимаемый с выхода полосового фильтра передачи *7*, усиливается усилителем *8* и поступает на вход второго модулятора *9*, где он взаимодействует с напряжением второй несущей частоты f_2, получаемым от независимого кварцованного генератора *18*. В качестве второго модулятора можно использовать кольцевой преобразователь частоты на германиевых диодах или балансный ламповый преобразователь частоты.

Фильтр низких частот *10*, включённый после второго модулятора, выделяет сигнал в линейном спектре частот. Этот сигнал проходит устройства амплитудной и фазовой коррекции *12, 13*, устройства предварительного искажения *14*, регулировки уровня *15* и далее поступает на вход усилителя передачи *16*.

Амплитудные и фазовые корректоры компенсируют частотные искажения, вносимые всеми элементами аппаратуры передающей станции. Устройство предварительного искажения представляет собой сравнительно узкий амплитудный контур, ослабляющий ток линейной несущей частоты и токи близлежащих к ней мощных составляющих линейного сигнала. На приёмной стороне включается корректор предварительного искажения, компенсирующий действие контура предварительного искажения на передающей стороне. Включение указанных контуров позволяет ослабить шумы в системах с глубиной модуляции меньше 100% (особенно при малой глубине модуляции) и нелинейные помехи (например, гармоники $2f_л$ и $3f_л$), возникающие в линейных усилителях высокочастотного тракта.

При необходимости дополнительной компенсации затухания, вносимого устройствами, включёнными между выходом второго модулятора и входом усилителя передачи, можно использовать усилитель *11* линейного спектра частот.

На выходе линейного усилителя телевизионный сигнал приобретает необходимый для подачи в линию уровень. Если в системе предусмотрена передача сигналов звукового сопровождения телевизионной программы (по той же коаксиальной паре, ниже спектра линейных частот телевидения), то линейный сигнал телевидения складывается с линейным сигналом звукового сопровождения и суммарный линейный сигнал поступает на вход соединительной линии между телецентром и междугородной телефонной станцией.

На приёмной стороне линейный телевизионный сигнал снимается с выхода линейного усилителя приёма *19*. В случае передачи сигналов звукового сопровождения телевизионный сигнал выделяется с помощью разделительного фильтра. До первого демодулятора в аппаратуре приёма включены устройства регулировки *20*, фазовой и амплитудной коррекции *22, 23*, устройства коррекции предварительных искажений *21* и фильтр *24*, пропускающий линейный спектр частот. На входе первого демодулятора *25* форма модулированного линейного сигнала должна практически совпадать с формой его на выходе второго модулятора передающей аппаратуры. В результате взаимодействия линейного сигнала с напряжением местной несущей частоты f_2 в первом демодуляторе — на выходе полосового фильтра приёма *27* — выделяется сигнал в промежуточном спектре частот. Этот сигнал усиливается до необходимой для подачи на линейный детектор *29* величины (амплитуда сигнала на входе детектора обычно не менее 2—3 *в*) и затем детектируется. С выхода линейного детектора снимается видеосигнал, который затем усиливается видеоусилителем *30* до необходимой величины (обычно 1 *в*). Фильтр нижних частот *31* пропускает видеосигнал, но подавляет помехи в области частот выше граничной передаваемой частоты видеосигнала.

Остаток напряжения местной несущей частоты f_2 на выходе полосового фильтра приёма должен быть весьма малым. Взаимодействуя с током несущей частоты f_1 модулированного сигнала в линейном детекторе, ток частоты f_2 создаёт на выходе детектора помеху частоты $f_2 - f_1 = f_л$ в видеоспектре. Такая помеха видна на экране телевизора в виде сетки. Ослабление тока частоты f_2 на выходе фильтра приёма достигается путём достаточно глубокой и стабильной во времени балансировки тока f_2 на выходе первого демодулятора и значительным подавлением (порядка 4,0÷5,0 *неп*) этого тока полосовым фильтром приёма. Сложность выполнения полосового фильтра приёма при линейной несущей частоте 1,056 *Мгц* является одной из причин того, что формирование сигнала производится одинаковыми фильтрами передачи и приёма. Для обеспечения достаточно стабильной во времени балансировки тока несущей частоты f_2 на выходе демодулятора, последний обычно выполняется в виде кольцевого преобразователя на германиевых диодах.

Блок-схема аппаратуры преобразования сигналов с синфазным приёмом приведена на рис. 5.12. В качестве примера приведён возможный вариант построения аппаратуры с линейной несущей частотой $f_л = 1056$ *кгц*, обеспечивающей передачу видеосигналов с граничной частотой 5 *Мгц*.

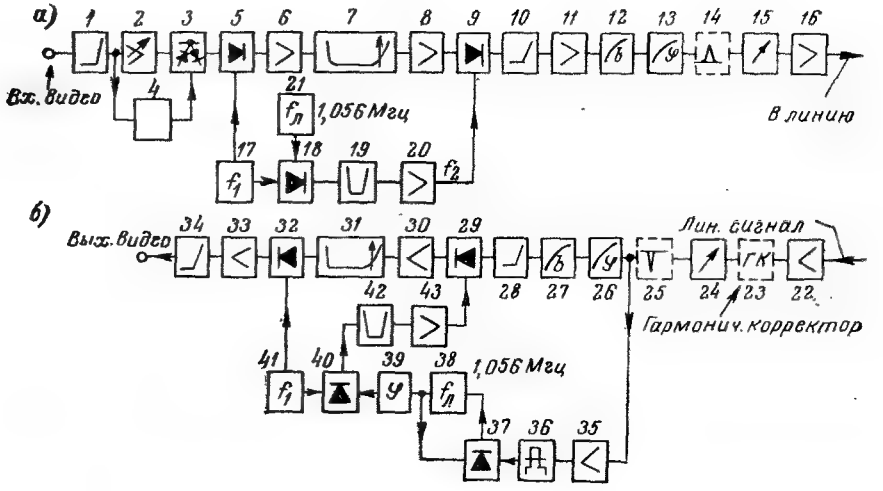


Рис. 5.12. Блок-схемы оконечной аппаратуры с синхронным детектированием и двумя ступенями модуляции

Вместо линейного детектора в аппаратуре приёма (рис. 5.12*б*) используется синфазный демодулятор *32*, с выхода которого снимается видеосигнал. В качестве такого демодулятора можно использовать кольцевой преобразователь частоты. Особенность его схемы в том, что вход для токов модулированного сигнала и вход для тока местной несущей частоты f_1 могут быть трансформаторными, а выход модулятора должен пропускать токи, начиная от нулевой частоты, в том числе и постоянную составляющую демодулированного видеосигнала.

В системах с синфазным приёмом глубина модуляции обычно превышает (или равна) 100%, что в отдельных системах обеспечивает необходимую защищённость от помех без использования предварительного искажения сигналов. Так как устройства предварительного искажения сигналов используются не во всех системах, они на рис. 5.12 показаны пунктиром.

Схема генерации несущих частот f_1 и f_2 в системе с синфазным приёмом значительно сложнее, чем в системе с линейным детектированием. Стабильность линейной несущей частоты должна быть достаточно высокой порядка $10^{-6} \div 3 \cdot 10_{-6}$. Высокая стабиль-

ность линейной несущей частоты облегчает синфазирование частот при приёме. Использовать два независимых генератора частот f_1 и f_2, при передаче практически нецелесообразно, ибо требования к стабильности их частот были бы слишком жёсткими и практически невыполнимыми. Поэтому для генерации несущих частот f_1 и f_2 используется схема, состоящая из высокостабильного генератора *21* частоты $f_л = 1056$ *кгц*, значительно менее стабильного генератора *17* частоты f_1, преобразователя частоты *18*, усилителя *20* и полосового фильтра *19* для несущей частоты f_2. Напряжение частоты f_1 поступает на первый модулятор *5* и на преобразователь *18*, где оно взаимодействует с напряжением частоты $f_л$ от генератора 1,056 *Мгц*. С выхода преобразователя снимается напряжение частоты $f_2 = f_1 + f_л$, которое выделяется полосовым фильтром, усиливается резонансным усилителем и поступает на второй модулятор *9*. Значение и стабильность линейной несущей частоты на выходе передающей аппаратуры точно соответствует таковым параметрам генератора частоты $f_л$ (в данном случае 1056 *кгц*), в котором кварц обычно термостатирован. Заметим, что в качестве независимого генератора может быть выбран и генератор частоты f_2. В этом случае напряжение частоты f_1 получается в результате взаимодействия напряжений с частотами f_2 и $f_л$. На приёмной стороне должна быть обеспечена достаточно жёсткая связь между фазой напряжения несущей частоты f_1, содержащейся в модулированном сигнале на входе второго демодулятора, и фазой напряжения частоты f_1 местного генератора. В этом случае с помощью фазорегулятора устанавливается необходимое совпадение фаз, которое затем сохраняется во времени с необходимой точностью.

Небольшая часть мощности телевизионного сигнала до поступления на вход первого демодулятора ответвляется на схему синфазирования. Назначение этой схемы — обеспечить напряжение, частота которого точно равна $f_л$ и фаза которого жёстко связана во времени с фазой напряжения линейной несущей частоты $f_л$ сигнала, ответвляемого на схему синфазирования. Далее, используя полученное на выходе схемы синфазирования напряжение частоты $f_л$ и напряжение местного генератора частоты f_1, можно также, как и на передающей стороне, образовать напряжение частоты f_2 для питания первого демодулятора. При этом обеспечивается жёсткая связь между фазами обоих напряжений частоты f_1, поступающих на входы второго демодулятора. Выбор схемы синфазирования при приёме зависит от глубины модуляции линейного сигнала. На рис. 5.13 приведены модулированные телевизионные сигналы при разной глубине модуляции (без учёта искажений «огибающей» за счёт несимметричности боковых полос). Глубину модуляции удобно оценивать величиной

$$\eta = \frac{\text{размах огибающей}}{\text{амплитуда модулированного сигнала}}.$$

В сигнале с небольшой глубиной модуляции при $\eta \leqslant 0{,}5$ (рис. 5.13*а*) содержится мощный ток несущей частоты. Увеличение глубины модуляции до $\eta = 1$ (рис. 5.13*б*) достигается путём более глубокой балансировки тока несущей частоты f_1 на выходе первого модулятора. При этом в модулированном сигнале ещё содержится ток несущей частоты, соответствующий величине посто-

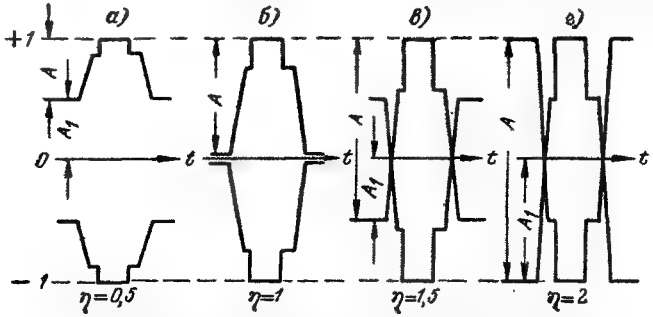


Рис. 5.13. Схематическое изображение огибающих модулированного сигнала при разной глубине модуляции:
а) 50%; *б*) 100%; *в*) 150%; *г*) 200%

янной составляющей передаваемого видеосигнала. Балансировка тока несущей частоты до нулевого значения приведёт лишь к небольшой перемодуляции ($\eta \approx 1{,}2$).[1]).

Чтобы довести глубину модуляции до $\eta = 1{,}5 \div 2{,}0$ (рис. 5.13*в, г*), необходимо разбалансировать первый модулятор в противоположном направлении; при этом опять вводится ток несущей частоты, но с противоположной фазой. В сильно перемодулированном сигнале мощность тока несущей частоты также значительна. Спектры сигнала с глубиной модуляции до 100% ($\eta \leqslant 1$) и перемодулированного сигнала (в случае одинаковых размахов огибающих) отличаются лишь амплитудами и знаком фазы тока несущей частоты, как это показано на рис. 5.14.

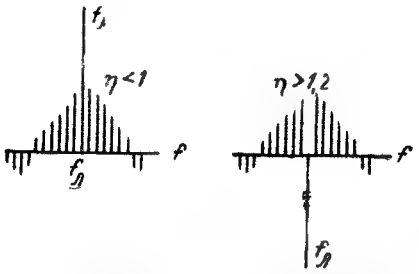


Рис. 5.14. Схематическое изображение спектров сигнала при глубине модуляции менее 100% и при значительной перемодуляции

Благодаря «привязке» постоянной составляющей в схеме ВПС, размах линейного модулированного сигнала строго фиксирован.

[1]) В отличие от случая передачи синусоидальных сигналов, где при отсутствии тока несущей частоты имеет место полная перемодуляция.

Поэтому, согласно рис. 5.13, можно записать:

$$A_1 + A = 1 = \text{const} \qquad (5.2)$$

(A_1 — отрицательно для перемодулированного сигнала) и глубина модуляции

$$\eta = \frac{A}{A_1 + A}, \quad \text{или} \quad A = \eta; \quad A_1 = 1 - \eta. \qquad (5.3)$$

Большинство систем с синхронным приёмом работает при глубине модуляции не более 150% ($\eta = 1{,}5$). Схемы синфазирования в этом случае могут быть построены различно.

Для примера рассмотрим следующую. В аппаратуре приёма устанавливается местный кварцевый генератор (*38* на рис. 5.12), частота которого практически равна $f_л$, а стабильность на порядок ниже стабильности линейной несущей частоты сигнала. Из усиленного линейного сигнала путём амплитудной селекции *36* выделяются импульсы напряжения, соответствующие передаче импульсов синхронизации строк и кадров. Эти импульсы содержат и ток линейной несущей частоты, который в фазовом детекторе *37* взаимодействует с током местного генератора *38* частоты $f_л$. В результате такого взаимодействия на выходе фазового детектора появляется напряжение, которое через петлю автоматической подстройки фазы воздействует на местный генератор *38*, жёстко связывая его фазу с фазой напряжения несущей частоты линейного сигнала. С помощью фазорегулятора *39* устанавливается необходимое совпадение фаз несущих частот в демодуляторе, которое сохраняется благодаря автоматической подстройке фазы.

Схема синфазирования может быть построена и другим образом. Так, на рис. 5.15 изображена схема синфазирования, не со-

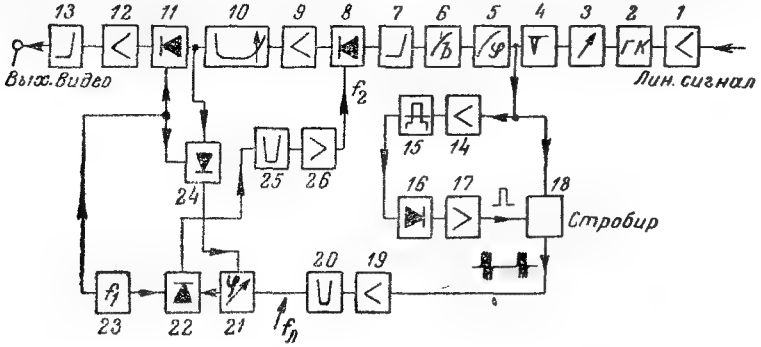


Рис. 5.15. Блок-схема приёмного устройства с кварцевым фильтром для синфазирования

держащая местного генератора частоты $f_л$. В этой схеме часть мощности линейного сигнала также ответвляется (до первого де-

модулятора) на схему синфазирования. С помощью амплитудной селекции *15* и последующего детектирования *16* из линейного сигнала выделяются импульсы синхронизации, которые используются для стробирования линейного сигнала. На выход стробирующего устройства *18* проходит лишь часть линейного сигнала, соответствующая моментам прохождения импульсов синхронизации строк. Этот стробированный сигнал содержит ток несущей частоты $f_л$ и частот $f_л \pm mf_c$. С помощью узкополосного кварцевого фильтра *20* выделяется ток линейной несущей частоты, который поступает в схему генерации несущих частот f_1 и f_2. Схема генерации несущих частот состоит из местного генератора *23* частоты f_1, преобразователя *22*, фильтра *25* частоты f_2 и усилителя *26*.

Поскольку имеется некоторая нестабильность во времени фазовой характеристики кварцевого фильтра *25*, то фаза выделенного фильтром напряжения частоты $f_л$ может сравнительно медленно изменяться во времени. Для компенсации этих фазовых сдвигов можно использовать механический фазорегулятор *21*. Автоматическое регулирование его производится следующим образом.

Ток несущей частоты f_1 от генератора *23* и ток несущей частоты f_1, поступающий на вход второго демодулятора *11*, взаимодействуя, образуют на выходе фазового детектора *24* постоянное напряжение либо одной, либо другой полярности. Это напряжение, воздействуя на механический фазорегулятор *21*, корректирует фазу напряжения f_2 на входе преобразования *22* в необходимом направлении. Кроме описанных схем, могут применяться и другие варианты схем синфазирования.

При проектировании оконечной аппаратуры с двойным преобразованием частоты телевизионного сигнала важно правильно выбрать «промежуточный» спектр частот и несущие частоты первой f_1 и второй f_2 ступеней модуляции.

Элементы аппаратуры, включённые между первым и вторым модуляторами или демодуляторами (полосовые фильтры передачи и приёма, усилители «промежуточного» спектра частот), легче выполнить, если их рабочие частоты лежат ниже. Особенно это важно для выполнения фильтров. Например, в диапазоне частот $10 \div 15$ *Мгц* выполнить фильтры с необходимыми характеристиками значительно проще, чем в диапазоне частот 20—25 *Мгц*. Кроме того, между верхней границей линейного спектра частот и нижней границей «промежуточного» спектра частот (рис. 5.10) должен быть достаточно широкий промежуток (не менее 1,0—1,5 *Мгц*), позволяющий конструировать фильтры, разделяющие спектры этих частот. При этом искажения, вносимые фильтрами в рабочей полосе частот, не должны быть чрезмерно велики.

В системах с линейным детектированием на приёмной стороне необходимо обеспечить такое отношение несущей частоты f_1 к высшей частоте демодулированного видеосигнала F_m, при кото-

ром будет возможно отделить полезный сигнал (в спектре частот практически от нуля до F_m) от других продуктов детектирования (например, $f_1 - F_m$). Теоретически для этого достаточно обеспечить отношение $f_1/F_m \geqslant 2$, но в реальных системах это отношение выбирается в пределах от 2,5 до 3,0. Так, при передаче видеосигналов в полосе частот до 6 *Мгц* несущая частота f_1 в схеме с линейным детектированием не должна быть ниже $16 \div 18$ *Мгц*, а в схеме с синхронным приёмом она может быть ниже указанной величины. Практически всегда целесообразно использовать для передачи нижнюю боковую полосу несущей частоты f_1 (рис. 5.10), так как это позволяет выбрать «промежуточный» спектр частот в области более низких частот и этим облегчить конструирование аппаратуры.

В системах совместной передачи сигналов многоканальной телефонии и сигналов телевидения перемещение сигнала из спектра видеочастот в спектр линейных частот также производится с помощью двух ступеней модуляции, при условии, что спектры видеосигнала и линейного сигнала значительно перекрывают друг друга. Если они не перекрываются, можно использовать одну ступень модуляции при передаче и одну ступень демодуляции при приёме.

В настоящее время используются системы с линейным спектром частот до 8,5 *Мгц* (советская система К-1920 и американская система L3). В ряде стран (Англия, ФРГ, Швеция и др.) опубликованы данные о системах с линейным спектром до $12 \div 12{,}5$ *Мгц*.

В системе К-1920 спектры линейных частот и видеочастот в значительной мере перекрывают друг друга и поэтому преобразование частоты (см. приложение 1) производится с помощью двух ступеней модуляции при передаче и соответственно двух ступеней демодуляции при приёме.

В системе L3 (см. приложение 2) спектры исходного видеосигнала и линейного сигнала мало перекрываются и возможно использовать всего одну ступень модуляции при передаче. Глубина модуляции линейного сигнала в системе L3 выбрана равной 200% ($\eta = 2$) и это привело к использованию иной, отличной от описанных выше, схемы синфазирования несущих частот при приёме.

В системах связи по коаксиальному кабелю с линейным спектром частот до $12 \div 12{,}5$ *Мгц* телевизионный канал расположен значительно выше по частоте (см. рис. 5.8), чем в системах К-1920 и L3, и это позволяет преобразовать видеосигнал в линейный сигнал с помощью одной ступени модуляции при передаче. Для таких систем МККТТ рекомендует несущую частоту 6,799 *кгц*.

Блок-схема оконечной аппаратуры передачи и приёма систем, работающих в спектре частот 12—12,5 *Мгц*, приведена на рис. 5.16. Видеосигнал, спектр которого ограничивается фильтром нижних частот *1*, проходит видеоусилитель *2*, устройства восста-

новления постоянной составляющей *3, 4* и поступает на вход модулятора *5*. Здесь линейная несущая частота ($f_л = 6{,}799$ *кгц*) модулируется видеосигналом и устанавливается необходимая глубина модуляции передаваемого сигнала. Усиленный модулированный сигнал проходит полосовой фильтр передачи *7*, обеспечивающий выделение передаваемой боковой полосы и части подавляемой бо-

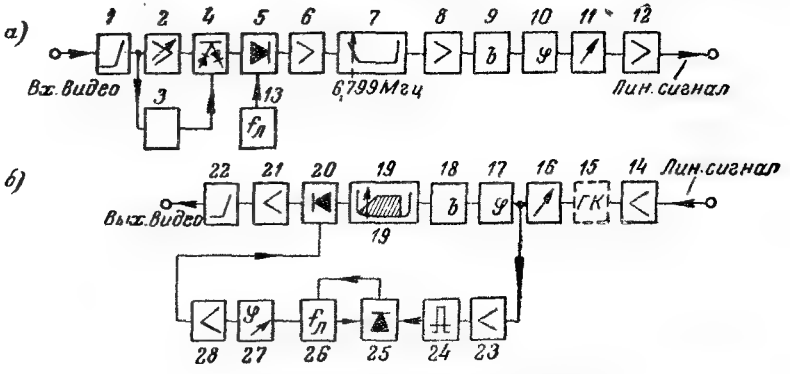


Рис. 5.16. Блок-схемы оконечной аппаратуры для системы с линейным спектром частот до 12,5 *Мгц*:
а) передающее устройство; *б*) приёмное устройство

ковой полосы и устанавливающий необходимое соотношение амплитуд составляющих обеих боковых полос. Функции остальных элементов передающего устройства те же, что и в блок-схемах (рис. 5.11, 5.12), рассмотренных выше.

На приёмной стороне линейный сигнал усиливается, корректируется и затем демодулируется в синхронном демодуляторе *20*. Видеосигнал, образующийся на выходе демодулятора, усиливается усилителем *21*, очищается от мешающих продуктов демодуляции с помощью фильтра нижних частот *22* и подаётся в аппаратную телецентра.

Синфазирование несущей частоты в приёмном устройстве может быть выполнено по одной из рассмотренных выше схем. Устройства генерации несущих частот в целом значительно проще, чем в аппаратуре с двойным преобразованием частоты.

В состав аппаратуры приёма обычно входит гармонический корректор *ГК* (см. гл. 9), с помощью которого удаётся в значительной мере устранить остаточные искажения высокочастотного тракта. Таким образом, этот корректор функционально является как бы элементом высокочастотного тракта. Помещается корректор на оконечной приёмной станции, так как при его настройке качество работы телевизионного канала контролируется по осцилло-

графическому изображению синус-квадратного испытательного импульса на выходе приёмного устройства.

В большинстве систем *ГК* работает в спектре линейных частот и включается между усилителем приёма и приёмным устройством оконечной станции. В последнее время разрабатываются гармонические корректоры для спектра видеочастот. Такой корректор можно включать после выходного видеоусилителя приёмного устройства.

5.4. Формирование сигнала в аппаратуре оконечных станций

При передаче модулированных сигналов с несимметричными боковыми полосами частотная и фазовая характеристики коэффициента передачи участка тракта от выхода модулятора до входа демодулятора (в системах с двойным преобразованием частоты — от выхода первого модулятора до входа второго демодулятора) должны соответствовать соотношениям (см. гл. 6)

$$\begin{cases} K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega} = 2\kappa_\omega \\ \varphi_{\omega\pm\Omega} = (\omega \pm \Omega)\tau \end{cases} \qquad (5.4)$$

в полосе частот от $(\omega - \Delta\Omega)$ до $(\omega + \Omega_m)$ при передаче верхней боковой полосы, или от $(\omega - \Omega_m)$ до $(\omega + \Delta\Omega)$ при передаче нижней боковой полосы.

Процесс неполного подавления токов одной из боковых полос и установления необходимого соотношения коэффициентов передачи для боковых частот $(\omega + \Omega)$ и $(\omega - \Omega)$ будем называть «формированием» сигнала с несимметричными боковыми полосами, а область частот (рис. 5.17) от $\omega - \Delta\Omega$ до $\omega + \Delta\Omega$ — областью формирования сигнала. Величина остатка подавляемой боковой полосы $\Delta\Omega$ в современных системах составляет в среднем $0{,}1\,\Omega_m$ (10% от ширины передаваемой боковой полосы частот).

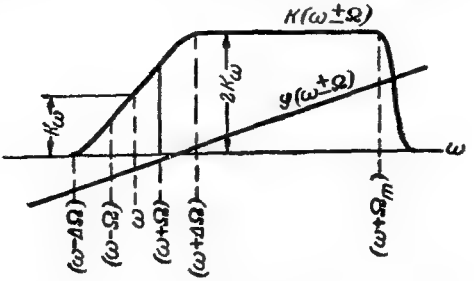


Рис. 5.17. Характеристики формирующего фильтра

Формирование сигнала может производиться или с помощью полосового фильтра передачи (или приёма), или обоими этими фильтрами, или с помощью специального формирующего фильтра в спектре линейных частот, как например, в аппаратуре К-1920. Фильтры, формирующие сигнал, устанавливают необходимое соотношение амплитуд составляющих обеих боковых полос.

При передаче сигналов телевидения по эфиру на укв передатчике только подавляется часть боковой полосы частот, а формирование сигнала (до детектора) происходит в усилителе промежуточной частоты телевизора, благодаря расположению промежуточной частоты телевизора на сгибе характеристики коэффициента передачи усилителя промежуточной частоты. Такой способ передачи позволяет упростить конструирование усилителя промежуточной частоты.

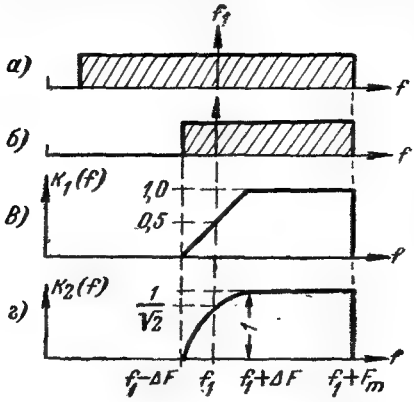


Рис. 5.18. Спектры сигнала и характеристики формирующих фильтров: *а*) при двух боковых полосах; *б*) при несимметричных боковых полосах; *в*) при использовании одного фильтра; *г*) при использовании двух одинаковых фильтров

Рассмотрим, как влияют шумы канала при трёх указанных способах формирования сигнала (на передающей стороне, на приёмной стороне, или частично на передающей и приёмной сторонах).

Если из полного модулированного сигнала (рис. 5.18*а*) выделить сигнал (рис. 5.18*б*), то этот выделенный сигнал ещё не будет сформирован. Сформировать его можно с помощью одного фильтра, если характеристика коэффициента передачи этого фильтра $K_1(f_1 \pm F)$ (рис. 5.18*в*) обеспечивает выполнение условия

$$K_1(f_1 - F) + K_1(f_1 + F) = 2K_1(f_1)$$

Если формирование сигнала выполняется двумя одинаковыми фильтрами на передающей и приёмной сторонах, то коэффициент передачи каждого фильтра должен быть равным

$$K_2(f_1 \pm F) = \sqrt{K_1(f_1 \pm F)},$$

а коэффициент передачи на несущей частоте f_1 равен $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (рис. 5.18*г*).

Формирование модулированного сигнала практически не изменяет коэффициент модуляции этого сигнала, поскольку изменение амплитуды тока несущей частоты и суммы амплитуд токов любой пары боковых полос происходит в одинаковой степени для мощных составляющих, находящихся в области формирования ($f_1 \pm \Delta F$). Поскольку мощность составляющих видеосигнала в области выше 0,5 *Мгц* уже сравнительно мала, то в модулированном сигнале составляющие сигнала, находящиеся за пределами области формирования ($f_1 \pm \Delta F$), практически не оказывают влияния на коэффициент модуляции сигнала в целом.

В трёх рассматриваемых случаях формирования сигнала при одинаковом напряжении линейной несущей частоты на входе линии напряжения боковых составляющих будут отличаться так, как показано на рис. 5.19. Поэтому и влияние шумов канала будет разным, в зависимости от выбранного способа формирования. Очевидно, что в видеоспектре (после демодуляции) отношение сигнал/шум будет меньшим при полном формировании сигнала на приёмной стороне и большим при полном формировании на передающей стороне.

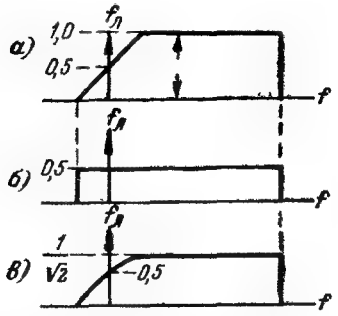


Рис. 5.19. Линейные сигналы при разных способах формирования:
а) на передающей станции; *б*) на приёмной станции; *в*) на передающей и приёмной станциях

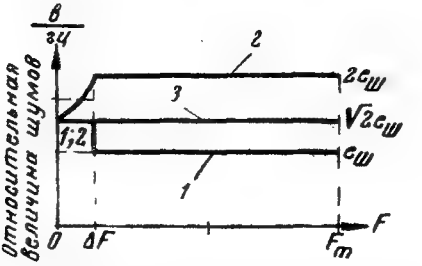


Рис. 5.20. Относительная величина флуктуационных помех при различных способах формирования:
1 — на передающей станции; *2* — на приёмной станции; *3* — на передающей и приёмной станциях

В области видеочастот от нуля до $F = \Delta F$ шум канала складывается из шума двух боковых полос. Исходя из этого, а также из закона сложения флуктуационных шумов, построены частотные характеристики относительной величины шумов для трёх случаев формирования сигнала (для простоты полагаем спектральное распределение шумов магистрали равномерным) (рис. 5.20).

Допустим, что на входе демодулятора напряжение шума канала составляет $e_ш$ *в/гц*. Если сигнал сформирован на передающей стороне, то на выходе приёмного устройства напряжение шума (рис. 5.20, кривая *1*) будет составлять $\sqrt{2}\, e_ш$ *в/гц* в полосе частот от $F = 0$ до $F = \Delta F$ и $e_ш$ *в/гц* в полосе частот от $F = \Delta F$ до $F = F_m$.

В случае полного формирования на приёмной стороне напряжение шума на 1 *гц* полосы (в спектре частот $\Delta F \div F_m$) на выходе приёмного устройства (рис. 5.20, кривая *2*) будет $2\, e_ш$ *в/гц*, поскольку в этом случае сигнал на выходе будет вдвое слабее и его следует вдвое усилить. При этом возрастёт в два раза и напряже-

ние шумов на 1 *гц* полосы. В области частот от $F = 0$ до $F = \Delta F$ напряжение шума на 1 *гц* полосы составит $2e_{ш}\sqrt{[K_1(f_1-F)]^2 + [K_1(f_1+F)]^2}$.

Если формирование производится одинаковыми фильтрами на передающей и приёмной сторонах, то сигнал после демодуляции будет в $\sqrt{2}$ раз слабее, чем при формировании на передающей стороне и его придётся усилить в $\sqrt{2}$ раз. Поэтому напряжение шума на 1 *гц* полосы в области частот $\Delta F \div F_m$ будет составлять $\sqrt{2}\, e_{ш}$ *в/гц* (рис. 5.20, кривая *3*), а в области частот от $F=0$ до $F=\Delta F$ оно также составит

$$e_{ш}\sqrt{2}\sqrt{[K_2(f_1-F)]^2+[K_2(f_1+F)]^2} = \sqrt{2}e_{ш},$$

поскольку

$$K_2(f_1 \pm F) = \sqrt{K_1(f \pm F)} \quad \text{и} \quad K_1(f_1-F)+K_1(f_1+F) = 1$$

в полосе частот от $F = 0$ до $F = \Delta F$.

Из сказанного следует, что выгоднее полностью формировать сигнал на передающей стороне. Частичное формирование при передаче и приёме облегчает выполнение полосового фильтра приёмной станции (см. § 5.3) и целесообразно в тех случаях, когда нижняя граница линейного спектра частот составляет всего 500 *кгц* и выполнение приёмного фильтра становится затруднительным.

ГЛАВА 6

МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ

6.1. Модуляция сигналов на передающей стороне

Модуляция тока несущей частоты видеосигналом осуществляется в первом модуляторе. Сигнал на его выходе, кроме токов двух несимметричных боковых полос, содержит определённый остаток тока несущей частоты, определяющий глубину модуляции передаваемого по линии сигнала. Такой модулятор состоит из неполностью сбалансированного преобразователя частоты и полосового фильтра [1]). В качестве первого модулятора (рис. 6.1)

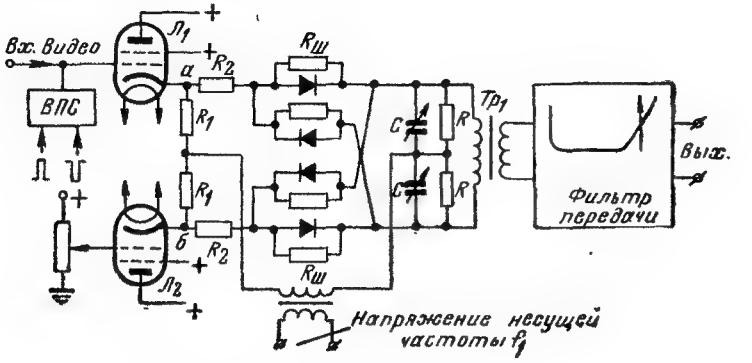


Рис. 6.1. Блок-схема первого модулятора

[1]) В блок-схемах в качестве модулятора часто указывают только один преобразователь частоты.

обычно используется кольцевой модулятор на полупроводниковых диодах, обеспечивающий достаточную стабильность во времени несбалансированного остатка тока несущей частоты (стабильность глубины модуляции) и большой срок службы по сравнению с ламповыми модуляторами.

На вход модулятора (точки *а, б*) поступает видеосигнал, который благодаря наличию схемы ВПС в цепи сетки лампы $Л_1$ содержит восстановленную постоянную составляющую. Вторая лампа $Л_2$ — балансная. Регулируя напряжение на её сетке, можно изменять величину остатка тока несущей частоты на выходе модулятора. «Средняя точка» первичной обмотки трансформатора $Тр_1$ физически отсутствует и выведена искусственно с помощью сопротивлений R, так как трудно добиться достаточной симметрии двух половин первичной обмотки трансформатора на высоких частотах. Подстроечные конденсаторы C позволяют устранить реактивную асимметрию плеч модулятора.

Рассмотрим искажения, вносимые первым модулятором.

Искажения, обусловленные нелинейностью модулятора. К таким искажениям относятся, главным образом, градационные искажения передаваемых видеосигналов. Допустим, что видеосигнал (составляющие F_i, F_j, $F_к$...) поступает на одно плечо кольцевой схемы, как показано на рис. 6.1. В этом случае на выходе модулятора появляется спектр составляющих с частотами вида

$$m f_1 \pm a F_i \pm b F_к \pm c F_к \pm \ldots,$$

где m, a, b, c ... принимают значения 0, 1, 2, 3, ...

В системах с двойным преобразованием частоты несущая частота $f_1 \geqslant (2{,}5 \div 3{,}0)\ F_m$. Поэтому на выход полосового фильтра передачи (см. рис. 5.11), кроме полезных продуктов модуляции (f_1, $f_1 \pm F_i$, $f_1 \pm F_j$, $f_1 \pm F_к$ и т. д.), попадают мешающие продукты вида $f_1 \pm 2F_i$, $f_1 \pm F_j \pm F_i$, продукты вида $f_1 \pm 3F_i$, $f_1 \pm 2F_i \pm \pm F_j$, $f_1 \pm F_i \pm F_j \pm F_к$ и продукты более высоких порядков, в образовании которых участвует первая гармоника тока несущей частоты. На выход фильтра могут проходить также продукты взаимодействия высших (слабых) составляющих исходного видеосигнала $F_i + F_j + F_к$ и т. д. Поскольку мощность видеосигнала (см. 1.3) практически сосредоточена в области частот ниже 500 *кгц*, то на выходе модулятора будут существенны лишь те мешающие продукты модуляции, в образовании которых участвуют сравнительно низкие по частоте составляющие видеосигнала и первая гармоника f_1 тока несущей частоты. После демодуляции эти продукты в видеоспектре представляют гармоники и комбинационные частоты от составляющих передаваемого видеосигнала. Мешающие продукты такого рода имеют место при усилении видеосигнала в видеоусилителях и приводят, как известно, к градационным искажениям передаваемого сигнала.

При необходимости ослабления ряда мешающих продуктов модуляции можно использовать более сложную схему модулятора, в которой на оба плеча выхода модулятора подаются разнополярные напряжения видеосигнала. В этом случае имеет место значительная фазовая компенсация ряда мешающих продуктов, несмотря на то, что для получения необходимого остатка тока несущей частоты на выходе модулятора, последний частично разбалансирован.

Поскольку нелинейность первого модулятора приводит к градационным искажениям, а нелинейных помех не вызывает, то требования к линейности модулятора при передаче чёрно-белого телевидения сравнительно невысокие. При передаче цветного телевидения требования к нелинейности существенно возрастут, так как появятся мощные составляющие сигнала в области цветовой поднесущей частоты. Это потребует конструирования модуляторов с меньшими уровнями мешающих продуктов модуляции.

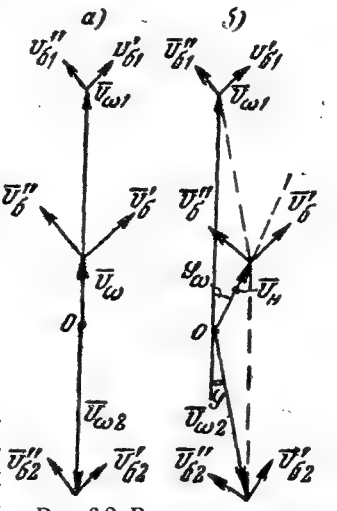


Рис. 6.2. Векторная диаграмма напряжений в модуляторе

Искажения, обусловленные неточностью фазы несбалансированного остатка тока несущей частоты. В балансных и кольцевых схемах модуляторов токи боковых составляющих обоих плеч модуляторов должны складываться синфазно, а токи несущей частоты обоих плеч — противофазно. Допустим, что реактивная асимметрия плеч модулятора отсутствует, напряжения несущей частоты ω обоих плеч $U_{\omega 1}$ и $U_{\omega 2}$ сдвинуты точно на π радиан (рис. 6.2*а*) и отличаются по амплитуде. Если на сигнальный вход модулятора подан синусоидальный сигнал $U_\Omega \cos \Omega t$, а на вход несущей частоты — напряжение $U \cos \omega t$, то модулированный сигнал на выходе модулятора (при передаче обеих боковых полос) может быть представлен в виде

$$u_{вых} = U_\omega \cos \omega t + \frac{mU_\omega}{2} \cos (\omega + \Omega) t + \frac{mU_\omega}{2} \cos (\omega - \Omega) t, \qquad (6.1)$$

где $U_\omega = U_{\omega 1} - U_{\omega 2}$ — амплитуда напряжения несущей частоты на выходе модулятора, а m — глубина модуляции сигнала.

Представим, что имеет место реактивная асимметрия плеч модулятора (рис. 6.2*б*) и напряжения $U_{\omega 1}$ и $U_{\omega 2}$ не только отличаются по амплитуде, но и сдвинуты по фазе на $(\pi + \varphi)$ радиан,

где φ — малый угол. В реальном модуляторе $U_{\omega 1} \gg U_{б1}$, а $U_{\omega 2} \gg U_{б2}$, и поэтому даже при малой величине φ результирующее напряжение несущей частоты $\overline{U}_{\omega} = \overline{U}_{\omega 1} + \overline{U}_{\omega 2}$ претерпевает значительный фазовый сдвиг φ_{ω}, в то время, как сдвиг суммарного напряжения боковых составляющих обоих плеч весьма мал (он составляет $\delta \approx \frac{1}{2}\varphi$), и им можно пренебречь.

Модулированный сигнал в этом случае может быть записан в виде

$$u_{вых} = U_{н} \cos(\omega t - \varphi_{\omega}) + U_{б} \cos(\omega + \Omega) t + U_{б} \cos(\omega - \Omega) t. \qquad (6.2)$$

Преобразуем это выражение следующим образом:

$$u_{вых} = U_{н} \cos(\omega t - \varphi_{\omega}) + U_{б} \cos[(\omega t - \varphi_{\omega}) + (\Omega t + \varphi_{\omega})] +$$
$$+ U_{б} \cos[(\omega t - \varphi_{\omega}) - (\Omega t - \varphi_{\omega})].$$

Проведя тригонометрические преобразования, представим $u_{вых}$ в виде суммы двух составляющих — косинусоидальной (синфазной) и синусоидальной (ортогональной)

$$u_{вых} = \cos(\omega t - \varphi_{\omega}) [U_{н} + U_{б} \cos(\Omega t + \varphi_{\omega}) + U_{б} \cos(\Omega t - \varphi_{\omega})] +$$
$$+ \sin(\omega t - \varphi_{\omega}) [U_{б} \sin(\Omega t - \varphi_{\omega}) - U_{б} \sin(\Omega t + \varphi_{\omega})]. \qquad (6.3)$$

Заменяя сумму косинусов (синусов) произведением, находим

$$u_{вых} = \cos(\omega t - \varphi_{\omega}) [U_{н} + 2U_{б} \cos\varphi_{\omega} \cos\Omega t] +$$
$$+ \sin(\omega t - \varphi_{\omega}) [-2U_{б} \sin\varphi_{\omega} \sin\Omega t]. \qquad (6.4)$$

«Огибающая» такого модулированного сигнала представляет собой

$$\sqrt{(U_{н} + 2U_{б} \cos\varphi_{\omega} \cos\Omega t)^2 + (-2U_{б} \sin\varphi_{\omega} \sin\Omega t)^2} =$$
$$= \sqrt{U_{н}^2 + 4U_{н} U_{б} \cos\varphi_{\omega} \cos\Omega t + 4U_{б}^2 \cos^2\Omega t} \qquad (6.5)$$

и, кроме составляющей частоты Ω, содержит её гармоники. Линейный детектор, как известно, воспроизводит на своём выходе «огибающую» модулированного сигнала, поданного на его вход. Поэтому при линейном детектировании напряжение на выходе детектора будет содержать полезную составляющую частоты Ω и её гармоники, в частности, вторую гармонику, коэффициент которой

$$K_{г2} = \frac{U_{2\Omega}}{U_{\Omega}} \approx \frac{m \sin^2\varphi_{\omega}}{4 \cos\varphi_{\omega}}.$$

При передаче импульсов форма их будет искажаться (см. 6.2). Поэтому реактивная разбалансировка модулятора в системе с линейным детектированием должна быть достаточно мала.

При синхронном приёме искажения формы сигналов принципиально могут быть устранены, но наличие значительной погрешности фазы тока несущей частоты создаёт неудобства в эксплуатации аппаратуры (необходимость подстройки системы синфазирования в пунктах приёма перед началом передачи).

Искажения, обусловленные влиянием переходных процессов в диодах модулятора. На точность передачи формы телевизионных сигналов влияют переходные процессы в самих полупроводниковых диодах модулятора. Переход диода из запертого состояния в проводящее (и наоборот) происходит не мгновенно, а в течение малого, но конечного времени. Если, например, диод был заперт отрицательным напряжением, а в момент времени $t = 0$ на него подано положительное напряжение, то сопротивление пропускания диода (рис. 6.3) достигнет своего установившегося значения посте-

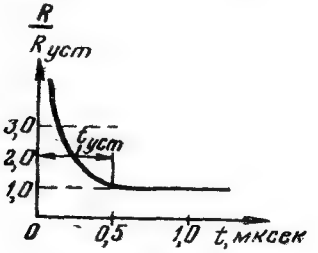


Рис. 6.3. Установление сопротивления пропускания диода

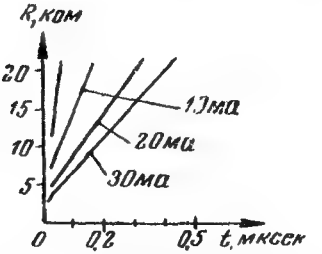


Рис. 6.4. Изменение сопротивления диода Д2В при подаче запирающего напряжения

пенно, через некоторое время. Аналогичным образом и сопротивление запирания при подаче на диод мгновенно нарастающего отрицательного напряжения вначале будет возрастать (рис. 6.4) пропорционально времени, причём скорость его нарастания зависит от величины имевшего место до этого тока пропускания. Есть диоды с временем установления сопротивления пропускания порядка сотых долей микросекунды, но прямой ток таких диодов обычно велик ($50 \div 100$ *ма*) и применение их требует слишком мощных источников тока несущей частоты. Поэтому желательно использовать диоды с прямым током порядка $10 \div 20$ *ма*, но с достаточно малым временем установления сопротивления пропускания.

Сопротивления пропускания (обычно $50 \div 100$ *ом*) и сопротивления запирания (десятки и сотни килоом) диодов любой партии имеют довольно большой разброс. Включая параллельно дио-

дам шунты величиною 3,0÷5,0 *ком*, практически можно устранить влияние разброса сопротивлений запирания диодов и переходного процесса при переходе от пропускания к запиранию. Кроме того, шунты помогают согласовать входные и выходные сопротивления модуляторов. Значительно сложнее устранить влияние разброса сопротивлений пропускания. Обычно этот разброс велик и устраняется в каждом отдельном модуляторе подбором диодов с достаточно близкими значениями сопротивлений пропускания для каждого модулятора (путём испытания партии диодов данного типа).

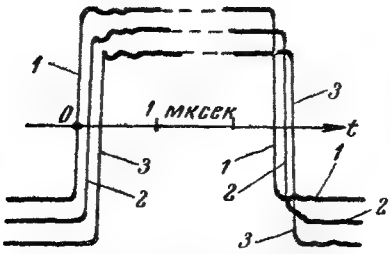


Рис. 6.5. Испытательный сигнал: кривая *1* — на входе; кривые *2, 3* — на выходе

Для модуляторов телевизионного сигнала необходимо применять диоды, у которых время установления прямого сопротивления достаточно мало — не более 0,2 *мксек* (например, диод типа Д10А). Если время установления прямого сопротивления диодов велико (0,5÷0,7 *мксек*), то при прохождении импульсных сигналов с крутыми фронтами (рис. 6.5, кривая *2*) заметно искажается форма переданного импульса. При резком переходе от «чёрного» к «белому» (и наоборот), кроме колебательного переходного процесса, имеет место сравнительно медленное изменение сигнала (перекос или «скол» начала плоской части импульса). Таких искажений нет в ламповых модуляторах, а в схемах германиевых модуляторов несложно установить связь между величиной этих искажений и переходными характеристиками диодов. Влияние времени установления прямого сопротивления диодов на передачу сигналов с крутыми фронтами будет тем меньше, чем меньше сопротивление пропускания диодов по сравнению с величиной омических сопротивлений, включённых последовательно с сопротивлениями отпертых диодов. На рис. 6.5 приведены копии осциллограмм испытательных импульсов длительностью 5 *мксек* (частота следования 100 *кгц*) на входе и выходе тракта с двумя боковыми полосами и весьма широкой полосой рабочих частот при использовании диодов с временем установления 0,5 *мксек* (кривая *2*) и диодов с временем установления, равным 0,2 *мксек* (кривая *3*).

Переходные процессы влияют на работу диода и в схеме выпрямления переменного тока коэффициент выпрямления диодов на высоких частотах ниже, чем на низких частотах. Но точно оценить свойства диодов в переходном режиме по результатам измерений их на переменном токе в настоящее время не представляется возможным. Переходные характеристики диодов в прямом направлении определяются с помощью испытателя переходных характери-

стик ИПХ (рис. 6.6), позволяющего измерить параметры фронта импульса (рис. 6.7) на испытуемом диоде *Д*.

Переходные характеристики диода характеризуются величиной выброса Δ переднего фронта (в процентах) и временем установления $\tau_{уст}$. Так, например, у диодов Д2В (свыше 25% испытуемых диодов) время установления слишком велико и составляет

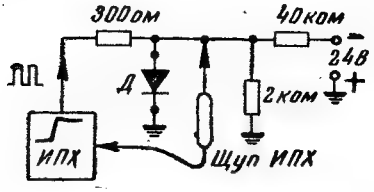


Рис. 6.6. Схема измерения диодов в переходном режиме

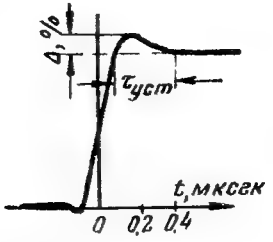


Рис. 6.7. Форма сигнала на испытуемом диоде

0,4÷0,7 *мксек* при величине выброса 10÷15%. Диоды Д10А обладают временем установления 0,15÷0,20 *мксек* при величине выброса не более 3÷4% и поэтому более пригодны для использования в модуляторах.

6.2. Демодуляция сигналов на приёмной стороне

Искажения, обусловленные несимметричностью боковых полос линейного сигнала, неизбежны в системах с линейным детектированием на приёмной стороне и принципиально могут быть полностью устранены в системах с синхронным приёмом.

Демодуляции подвергается сформированный модулированный сигнал. При передаче синусоидального сигнала $U_2 \cos\Omega t$ модулированный сигнал (до формирования) соответствует выражению (6.1). Если характеристики формирующего фильтра обозначены, как это показано на рис. 5.17, то сформированный сигнал на выходе фильтра можно представить в виде

$$u(t) = U_\omega K_\omega \cos\omega(t-\tau) + \frac{mU_\omega}{2} K_{\omega-\Omega} \cos[(\omega-\Omega)(t-\tau)] + \frac{mU_\omega}{2} K_{\omega+\Omega} \cos[(\omega+\Omega)(t-\tau)], \quad (6.6)$$

где τ — групповое время замедления фильтра.

Преобразуя это выражение, можно представить $u(t)$ в виде суммы двух составляющих — синфазной (косинусоидальной) и ортогональной (синусоидальной)

$$u(t) = U_\omega \cos\omega(t-\tau)\left[K_\omega + \frac{m}{2}(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})\cos\Omega(t-\tau)\right] +$$

$$+ U_\omega \sin\omega(t-\tau)\left[\frac{m}{2}(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})\sin\Omega(t-\tau)\right] . \qquad (6.7)$$

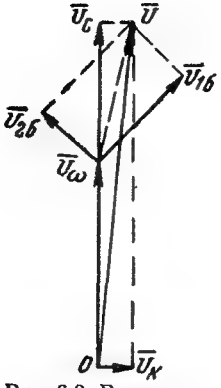


Рис. 6.8. Векторная диаграмма составляющих сигнала

Синфазную и ортогональную (квадратурную) составляющие можно изобразить в виде векторной диаграммы (рис. 6.8).

Вектор огибающей $\overline{U}$ можно рассматривать, как сумму $\overline{U}_с$ (синфазной) и $\overline{U}_к$ (квадратурной) составляющих. Последняя не содержит (6.7) тока несущей частоты.

В случае передачи сложного сигнала

$$u_{вх}(t) = \sum_{i=1}^{i=n} U_i \cos\Omega_i t \qquad (6.8)$$

напряжение на выходе формирующего фильтра с линейной фазовой характеристикой будет равно

$$u(t) = U_\omega \cos\omega(t-\tau)\left[K_\omega + \sum_{i=1}^{n}\frac{m_i}{2}(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i})\cos\Omega_i(t-\tau)\right] +$$

$$+ U_\omega \sin\omega(t-\tau)\left[\sum_{i=1}^{n}\frac{m_i}{2}(K_{\omega-\Omega_i} - K_{\omega+\Omega_i})\sin\Omega_i(t-\tau)\right]. \qquad (6.9)$$

Демодуляция с помощью местного напряжения несущей частоты ω, синфазного с напряжением несущей частоты модулированного сигнала (синхронное детектирование). Предположим, что в качестве демодулятора используется одноламповый преобразователь частоты. В этом случае на сигнальную сетку лампы должен быть подан сигнал (6.9), а на гетеродинную сетку — напряжение местного генератора

$$u_{гет} = U_г \cos(\omega t - \varphi_\omega), \qquad (6.10)$$

где $\varphi_\omega = \omega\tau$ (ф-ла 6.9).

Под воздействием этого напряжения переменная крутизна лампы изменяется по закону

$$s = S_0 + S_1 \cos(\omega t - \varphi_\omega) + S_2 \cos 2(\omega t - \varphi_\omega) + \ldots$$

Полезная составляющая анодного тока лампы i создаётся первой гармоникой переменной крутизны

$$i = S_1 \cos(\omega t - \varphi_\omega)\, u(t) =$$

$$= US_1 \left[K_\omega + \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2} \left(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i} \right) \cos \Omega_i (t - \right.$$

$$\left. - \tau) \right] \cos^2(\omega t - \varphi_\omega) + US_1 \left[\sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2} \left(K_{\omega-\Omega_i} - \right. \right.$$

$$\left. \left. - K_{\omega+\Omega_i} \right) \sin \Omega_i (t - \tau) \right] \cos(\omega t - \varphi_\omega) \sin(\omega t - \varphi_\omega). \qquad (6.11)$$

Так как

$$\cos^2(\omega t - \varphi_\omega) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2(\omega t - \varphi_\omega),$$

$$\cos(\omega t - \varphi_\omega) \sin(\omega t - \varphi_\omega) = \frac{1}{2} \sin 2(\omega t - \varphi_\omega)$$

и

$$\omega > 2\Omega_{i\,\text{макс}},$$

то с помощью фильтра низких частот, включённого на выходе преобразователя и пропускающего токи с частотами от $\Omega = 0$ до $\Omega = \Omega_{i\,\text{макс}}$, можно выделить сигнал

$$u_{\text{вых}} = US_1 R_{\text{н}} \left[\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2} \left(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i} \right) \cos \Omega_i (t - \tau) \right] \ldots, \qquad (6.12)$$

где $R_{\text{н}}$ — величина согласованной нагрузки фильтра.

Если $K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i} = 2K_\omega = \text{const}$, то напряжение $u_{\text{вых}}$ будет содержать неискажённый исходный сигнал, отличающийся от сиг-

нала (6.8) по амплитуде и задержанный во времени на τ. Следовательно, демодуляция сигнала с несимметричными боковыми полосами способом синхронного детектирования принципиально обеспечивает передачу без искажений при выполнении трёх условий:

а) сумма коэффициентов передачи формирующего фильтра для любой пары боковых частот должна быть неизменной величиной;

б) фазовая характеристика формирующего фильтра в области его рабочих частот должна быть линейной;

в) фазы напряжений гетеродина и несущей частоты модулированного сигнала должны совпадать.

При отсутствии синфазности несущих частот на входе преобразователя возникают искажения сигнала. Определим характер этих искажений.

Предположим, что модулированный сигнал (6.9) демодулируется с помощью напряжения гетеродина

$$u_{\text{гет}} = U_{\text{г}} \cos(\omega t - \varphi).$$

Расфазировка несущих частот сигнала и гетеродина равна $\psi = \varphi - \varphi_{\omega}$ и представляет малый угол. В этом случае полезная составляющая анодного тока определится из выражения, подобного (6.11),

$$i = US_1 \left[K_{\omega} + \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2} \left(K_{\omega - \Omega_i} + K_{\omega + \Omega_i} \right) \cos \Omega_i (t - \tau) \right] \times$$

$$\times \cos(\omega t - \varphi_{\omega}) \cos(\omega t - \varphi) +$$

$$+ US_1 \left[\sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2} \left(K_{\omega - \Omega_i} - K_{\omega + \Omega_i} \right) \sin \Omega_i (t - \tau) \right] \times$$

$$\times \sin(\omega t - \varphi_{\omega}) \cos(\omega t - \varphi). \qquad (6.13)$$

На выходе фильтра низких частот (нагрузке преобразователя) появится напряжение, пропорциональное

$$u_{\text{вых}} = US_1 R_{\text{н}} \left[K_{\omega} + \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2} \left(K_{\omega - \Omega_i} + K_{\omega + \Omega_i} \right) \cos \Omega_i (t - \tau) \right] \cos \psi +$$

$$+ US_1 R_{\text{н}} \left[\sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2} \left(K_{\omega - \Omega_i} - K_{\omega + \Omega_i} \right) \sin \Omega_i (t - \tau) \right] \sin \psi. \qquad (6.14)$$

Поскольку ψ — малый угол ($\cos\psi \approx 1$, а $\sin\psi \approx \psi$), то второй член (6.14) практически не влияет на результирующую амплитуду каждой составляющей и изменяет лишь её начальную фазу, внося фазовый сдвиг, равный [с учётом (5.4)]

$$\operatorname{arc\,tg} \frac{\left(K_{\omega-\Omega_i} - K_{\omega+\Omega_i}\right)\sin\psi}{2K_{\omega}\cos\psi}. \qquad (6.15)$$

Таким образом, имеют место искажения фаз составляющих сигнала, причём величина искажения фазы изменяется от нуля (для $\Omega=0$) до ψ градусов на частоте $\Omega=\Delta\Omega$. Исходя из норм на допустимые фазовые искажения, ψ не должно превышать 2—3 градусов. Если не выполняются условия (5.4), то будут дополнительно вноситься амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения.

Способ синхронной демодуляции сигналов позволяет обеспечить высокую помехозащищённость канала, и поэтому, несмотря на сложность оконечного приёмного устройства, используется в современной телевизионной аппаратуре систем связи по коаксиальному кабелю.

Демодуляция линейным детектором. Линейное детектирование использовалось в сравнительно старых системах связи по коаксиальному кабелю. Преимущество этого способа заключается в использовании простого приёмного устройства. Недостатком линейного детектирования являются значительные искажения, возникающие при детектировании сигналов с несимметричными боковыми полосами. Поэтому работать с достаточно большой глубиной модуляции и обеспечить лучшее отношение сигнал/шум не удаётся. Однако, учитывая, что линейное детектирование можно с успехом применить в других видах передачи импульсных сигналов по кабельным и радиорелейным линиям, когда важна простота приёмных устройств и допускаются значительные искажения формы сигналов, рассмотрим его.

Характер искажений, возникающих при линейном детектировании, можно определить, рассмотрев передачу простого синусоидального сигнала $U_{\Omega}\cos\Omega t$. В этом случае на вход линейного детектора поступает сигнал (6.7). На выходе детектора воспроизводится огибающая входного сигнала. Поэтому демодулированный сигнал пропорционален

$$u_{\text{дет}} = U\sqrt{\left[K_{\omega} + \frac{m}{2}\left(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega}\right)\cos\Omega(t-\tau)\right]^2 + \left[\frac{m}{2}\left(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega}\right)\sin\Omega(t-\tau)\right]^2}. \qquad (6.16)$$

Это выражение после несложных преобразований можно записать в следующем виде:

$$u_{\text{дет}} = U K_{\omega} \left\{ \left[1 + \frac{m^2}{4} \frac{K^2_{\omega-\Omega} + K^2_{\omega+\Omega}}{K^2_{\omega}} \right] + \right.$$
$$\left. + m \frac{K_{\omega-\Omega} K_{\omega+\Omega}}{K_{\omega}} \cos \Omega (t-\tau) + \frac{m^2}{2} \frac{K_{\omega-\Omega} K_{\omega+\Omega}}{K^2_{\omega}} \cos 2\Omega (t-\tau) \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (6.17)$$

Согласно биному Ньютона

$$(1+x)^{\frac{1}{2}} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{64} - \ldots \quad (6.18)$$

Для каждой составляющей сигнала m невелико и поэтому достаточно ограничиться тремя членами ряда (6.18). Разлагая (6.17) в ряд и отбрасывая ничтожно малые члены и постоянную составляющую, можно записать $u_{\text{дет}}$ в следующем виде:

$$u_{\text{дет}} \approx U \left[\frac{m}{2} (K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega}) \cos \Omega (t-\tau) + \right.$$
$$+ \frac{m^2}{16} \frac{(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{K_{\omega}} \cos 2\Omega (t-\tau) +$$
$$\left. + \frac{m^3}{64} \frac{(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{K^2_{\omega}} \cos 3\Omega (t-\tau) \right]. \quad (6.19)$$

Выходное напряжение детектора содержит полезный сигнал

$$u_{\Omega} = U \frac{m}{2} (K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega}) \cos \Omega (t-\tau) \quad (6.20)$$

и его гармоники

$$u_{2\Omega} = U \frac{m^2}{16} \frac{(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{K_{\omega}} \cos 2\Omega (t-\tau),$$
$$u_{3\Omega} = U \frac{m^3}{64} \frac{(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{K^2_{\omega}} \cos 3\Omega (t-\tau). \quad (6.21)$$

Коэффициенты второй и третьей гармоник соответственно равны:

$$K_{г2} = \frac{U_{2\Omega}}{U_{\Omega}} = \frac{m (K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{8 K_{\omega} (K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})}; \quad (6.22)$$

$$K_{г3} = \frac{U_{3\Omega}}{U_{\Omega}} = \frac{m^2 (K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{32 K^2_{\omega}}. \quad (6.23)$$

Чтобы определить, как зависят искажения сигнала от характеристики формирующего фильтра, рассмотрим семейство характеристик (рис. 6.9), для которых в области формирования

$$K_{\omega\pm\Omega} = K_{\omega}\left[1 \pm \left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^{n}\right], \qquad (6.24)$$

$K_{\omega+\Omega} = 2K_{\omega}$ для $\Delta\Omega \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m$ и $K_{\omega\pm\Omega} = 0$ вне рабочей полосы частот. Фазовую характеристику фильтра в полосе рабочих частот по-

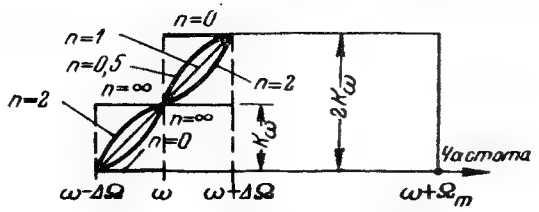


Рис. 6.9. Семейство характеристик формирующих фильтров

лагаем линейной. При $n=0$ имеем идеальный случай, когда фильтр выделяет «чистую» боковую полосу, при $n=1$ — характеристика фильтра кососимметрична в области формирования ($\omega\pm\Delta\Omega$) и при $n=\infty$ имеем опять идеальный случай, когда видеочастоты от $\Omega=0$ до $\Omega=\Delta\Omega$ передаются по двум боковым полосам, а частоты от $\Delta\Omega$ до Ω_m — по одной боковой полосе — (фильтр имеет ступенчатую характеристику).

С учётом (6.24) можно записать:

$$\text{для}\quad 0 \leqslant \Omega \leqslant \Delta\Omega:\quad K_{г2} = \frac{m}{4}\left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^{2n};\quad K_{г3} = \frac{m^2}{8}\left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^{2n};$$

$$\text{для}\quad \Delta\Omega \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m:\quad K_{г2} = \frac{m}{4};\quad K_{г3} = \frac{m^2}{8}. \qquad (6.25)$$

Зависимость коэффициента второй гармоники от частоты для формирующих фильтров с разными характеристиками (рис. 6.10) показывает, что чем ближе характеристика фильтра к ступенчатой, тем слабее гармоники сигналов, особенно в области частот ниже $0{,}5\,\Delta\Omega$.

Мощность видеосигналов практически сосредоточена в области низкочастотных составляющих, поэтому гармоники этих составляющих, в основном, определяют искажения формы сигнала. При увеличении n мощность гармоник уменьшается и уменьшаются искажения сигналов.

Таким образом, при линейном детектировании сигналов с несимметричными боковыми полосами возникают частотнозависимые нелинейные искажения сигнала. Основными будут искажения второго порядка ($K_{г2} \gg K_{г3}$). Очевидно, что способ передачи с несимметричными боковыми полосами применим при передаче импульсных сигналов благодаря тому, что основная мощность сигнала сосредоточена в области низших частот. Чем быстрее спадает функция спектральной платности импульсного сигнала, тем лучше он будет передан в системе с несимметричными боковыми полосами.

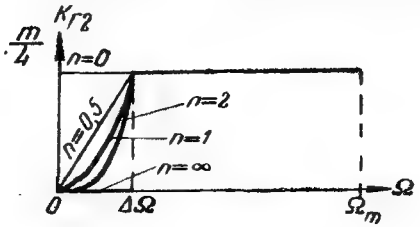


Рис. 6.10. Частотная зависимость коэффициента второй гармоники при линейном детектировании

Искажения сигналов уменьшаются:

при увеличении остатка второй боковой полосы $\Delta\Omega$,

при уменьшении глубины модуляции m,

при выполнении формирующего фильтра с характеристикой, соответствующей большему значению n.

Демодуляция квадратичным детектором. Известно, что сигнал, состоящий из тока несущей частоты и одной боковой составляющей, демодулируется с помощью квадратичного детектора без искажений. Для демодуляции сформированных телевизионных сигналов квадратичный детектор не используется, так как он вносит значительные нелинейные искажения при демодуляции мощных составляющих, находящихся в области формирования.

Допустим, что детектор характеризуется уравнением

$$u_{вых} = a_0 + a_1 u_{вх} + a_2 u_{вх}^2. \qquad (6.26)$$

Полезный сигнал на выходе детектора содержится в последнем члене этого уравнения. Если на вход квадратичного детектора подать сигнал (6.7), то можно убедиться, что на выходе фильтра нижних частот (с граничной частотой $\Omega_m < 0{,}5\,\omega$), включённого после детектора, выделится сигнал, пропорциональный

$$u = \frac{1}{2} a_2 \left\{ \left[K_\omega + \frac{m}{2} \left(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega} \right) \cos \Omega (t-\tau) \right]^2 + \right.$$
$$\left. + \left[\frac{m}{2} \left(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega} \right) \sin \Omega (t-\tau) \right]^2 \right\}. \qquad (6.27)$$

Этот сигнал содержит напряжение основной частоты и её второй гармоники:

$$u_\Omega = a_2 m K_\omega^2 \cos \Omega (t-\tau),$$
$$u_{2\Omega} = a_2 \frac{m^2}{4} K_{\omega-\Omega} K_{\omega+\Omega} \cos 2\Omega (t-\tau). \qquad (6.28)$$

Коэффициент второй гармоники (рис. 6.11) равен

$$K_{г2} = \frac{m}{4} \frac{K_{\omega-\Omega} K_{\omega+\Omega}}{K_{\omega}^2}. \qquad (6.29)$$

Таким образом, основные мощные составляющие сигнала существенно искажаются, вследствие чего использовать квадратичное детектирование нецелесообразно.

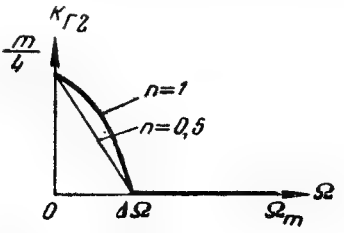


Рис. 6.11. Частотная зависимость коэффициента второй гармоники при квадратичном детектировании

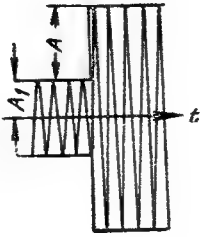


Рис. 6.12. Сигнал на входе формирующего фильтра

Искажение формы передаваемых сигналов при линейном детектировании. В этом случае на выходе линейного детектора воспроизводится огибающая входного модулированного сигнала. Поэтому достаточно определить её форму на входе детектора. Допустим, что видеосигнал имеет форму единичной ступеньки напряжения. В этом случае сигнал $f_1(t)$ на входе модулятора соответствует (2.14), а модулированный сигнал (рис. 6.12) на входе формирующего фильтра будет

$$F_1(t) = [A_1 + A f_1(t)] \cos \omega t \qquad (6.30)$$

или

$$F_1(t) = \left[A_1 + \frac{A}{2}\right] \cos \omega t + \frac{A}{2\pi} \int_0^{\infty} [\sin(\omega + \Omega) t - \sin(\omega - \Omega) t] \frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (6.31)$$

Сигнал на выходе формирующего фильтра (рис. 6.9) с линейной фазовой характеристикой

$$F_2(t) = \left[A_1 + \frac{A}{2}\right] K_{\omega} \cos \omega (t - \tau) + \frac{A}{2\pi} \int_0^{\Omega_m} K_{\omega+\Omega} \sin[\omega (t - \tau) + \Omega (t - \tau)] \frac{d\Omega}{\Omega} - \frac{A}{2\pi} \int_0^{\Omega_m} K_{\omega-\Omega} \sin[\omega (t - \tau) - \Omega (t - \tau)] \frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (6.32)$$

Поскольку задержка выходного сигнала во времени на τ меняет лишь начало отсчёта времени, то в дальнейших выражениях учитывать её не будем.

Проведя простые преобразования, можно представить $F_2(t)$ в виде суммы двух составляющих:

$$F_2(t) = \cos\omega t\left[\left(A_1 + \frac{A}{2}\right)K_\omega + \frac{A}{2\pi}\int_0^{\Omega_m}\left(K_{\omega+\Omega} + K_{\omega-\Omega}\right)\sin\Omega t\,\frac{d\Omega}{\Omega}\right] +$$

$$+ \sin\omega t\left[\frac{A}{2\pi}\int_0^{\Omega_m}\left(K_{\omega+\Omega} - K_{\omega-\Omega}\right)\cos\Omega t\,\frac{d\Omega}{\Omega}\right] \qquad (6.33)$$

или

$$F_2(t) = Q(t)\cos\omega t + P(t)\sin\omega t. \qquad (6.34)$$

Учитывая, что $K_{\omega+\Omega} + K_{\omega-\Omega} = 2K_\omega$ и что согласно (5.3) $A=\eta$ и $A_1=1-\eta$ синфазная (синусоидальная) составляющая сигнала равна

$$Q(t) = K_\omega\left[A_1 + \frac{A}{2} + \frac{A}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega t\,\frac{d\Omega}{\Omega}\right] =$$

$$= K_\omega\left[1 - \frac{\eta}{2} + \frac{\eta}{\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m t\right], \qquad (6.35)$$

где η — глубина модуляции сигнала.

Таким образом $Q(t)$ представляет собой сумму постоянной величины и функции интегрального синуса. Из выражения (1.13) следует, что при прохождении видеосигнала $f_1(t)$ через идеальный видеотракт с граничной частотой Ω_m на выходе видеотракта появляется сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau). \qquad (6.36)$$

Сигнал, характеризуемый выражением (6.35), отличается от сигнала, характеризуемого (6.36), только амплитудой и наличием постоянной составляющей. Следовательно, $Q(t)$ представляет «неискажённую» часть огибающей сигнала. Такой сигнал имел бы место при передаче двух полных боковых полос.

Ортогональная (синусоидальная) составляющая $P(t)$ отражает искажающее действие формирующего фильтра. С учётом (6.24) её можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$P(t) = C(t) + D(t) =$$

$$= K_\omega \frac{A}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega} \left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^n \cos\Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} + K_\omega \frac{A}{\pi} \int_{\Delta\Omega}^{\Omega_m} \cos\Omega t \frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (6.37)$$

$C(t)$ определяет искажения для мощных составляющих сигнала, находящихся в области формирования $\omega \pm \Delta\Omega$ и зависит от характеристики формирующего фильтра n.

Для $n=1$ (кососимметричная характеристика) с учётом (6.24) и (5.3)

$$C(t) = K_\omega \frac{A}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega} \frac{\Omega}{\Delta\Omega} \cos\Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} = K_\omega \frac{\eta}{\pi} \frac{\sin(\Delta\Omega t)}{\Delta\Omega t}, \qquad (6.38)$$

для $n=2$

$$C(t) = K_\omega \frac{A}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega} \left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^2 \cos\Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} =$$

$$= K_\omega \frac{\eta}{\pi} \left[\frac{\sin(\Delta\Omega t)}{\Delta\Omega t} - \frac{1-\cos(\Delta\Omega t)}{(\Delta\Omega t)^2}\right], \qquad (6.39)$$

для $n \to \infty$ $C(t) \to 0$.

$D(t)$ определяет искажения в области видеочастот от $\Delta\Omega$ до Ω_m и представляет собой разность интегральных косинусов. С учётом (5.3) $D(t)$ равно

$$D(t) = K_\omega \frac{A}{\pi} \int_{\Delta\Omega}^{\Omega_m} \cos\Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} = K_\omega \frac{\eta}{\pi} [\mathrm{Ci}\,\Omega_m t - \mathrm{Ci}(\Delta\Omega t)]. \qquad (6.40)$$

Огибающая модулированного сигнала на выходе фильтра согласно (6.34) определяется, как

$$F(t) = \sqrt{[Q(t)]^2 + [P(t)]^2} = \sqrt{[Q(t)]^2 + [C(t) + D(t)]^2}. \qquad (6.41)$$

Значения интегральных синусов и косинусов определяются с помощью математических таблиц [1]).

[1]) В. В. Татаринов. Трёхзначные таблицы интегральных синусов и косинусов. Связьтехиздат, 1934.

На рис. 6.13 и 6.14 показаны огибающие сигнала при передаче прямоугольной ступеньки напряжения. Наличие ортогональной (или квадратурной) составляющей $P(t)$ приводит к искажениям формы сигнала. Из рисунков видно, что перед началом плоской части сигнала появляется выброс, замедляется нарастание сигнала (фронт становится менее крутым) и фронт сигнала сдвигается

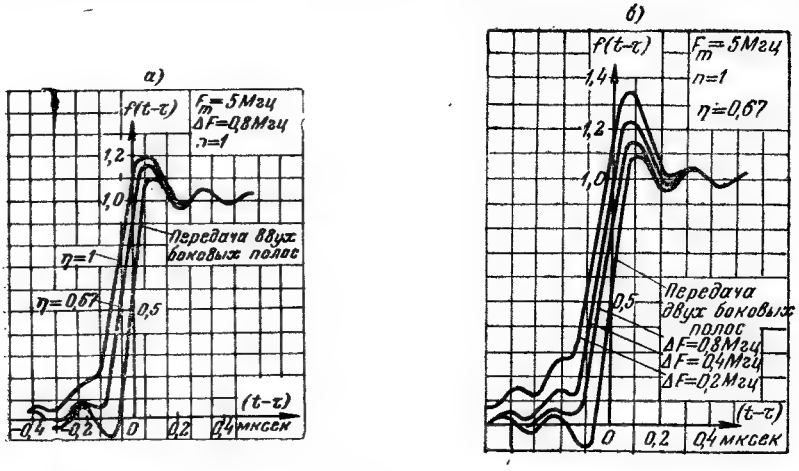


Рис. 6.13. Формы огибающей сигнала:
а) при разной глубине модуляции: *б*) при разных остатках второй боковой полосы

влево (в сторону опережения). Искажения формы переданного сигнала возрастают при увеличении глубины модуляции η (рис. 6.13*а*), при уменьшении остатка $\Delta\Omega$ подавляемой боковой полосы (рис. 6.13*б*) и при уменьшении n (рис. 6.14), т. е. ухудшении характеристики формирующего фильтра в области формирования.

При передаче сигналов, соответствующих резким перепадам яркости изображения (рис. 6.15*а*), влияние ортогональной составляющей приведёт к появлению окантовки на границе изменения яркости (рис. 6.15*б*).

Если видеосигнал представляет прямоугольный импульс напряжения длительностью T, то его можно рассматривать, как разность двух единичных ступенек напряжения, сдвинутых во времени на T *сек*. В случае передачи прямоугольного импульса ортогональные искажения приводят к появлению симметричных выбросов в начале и в конце плоской части импульса, к уменьшению крутизны фронтов (особенно в начале фронта) и к расширению импульса (рис. 6.16). Из-за указанных искажений глубина моду-

Рис. 6.14. Формы огибающей сигнала при $n=1$ и $n=2$

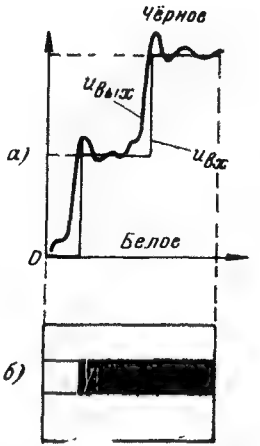


Рис. 6.15. Действие квадратурных искажений при передаче ступенчатого изменения яркости:
а) сигнала на осциллографе; *б*) на экране

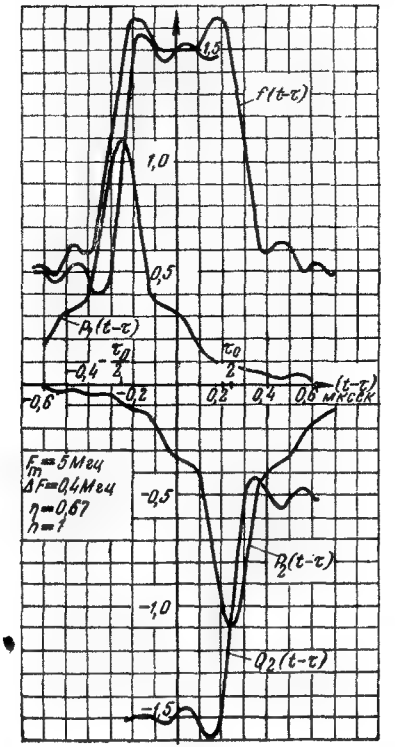


Рис. 6.16. Форма огибающей сигнала при передаче $П$-импульса

ляции обычно выбирается в пределах до 50% ($\eta \leqslant 0{,}5$). Поскольку импульс расширяется, может возникнуть опасение, что при передаче сигнала, состоящего из двух или нескольких близко расположенных узких чёрных или белых полос, соседние полосы сольются, т. е. понизится разрешающая способность системы. В действительности этого не происходит. При передаче двух узких импуль-

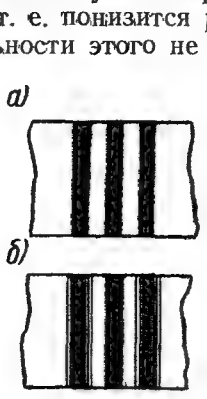


Рис. 6.17. Передача узких вертикальных полос:
а) без искажений;
б) с квадратурными искажениями

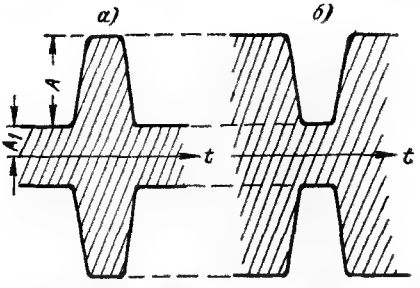


Рис. 6.18. Модулированные сигналы: *а*) при негативной модуляции; *б*) при позитивной модуляции

сов ортогональная составляющая $P(t)$ в промежутке между импульсами будет весьма мала (за счёт вычитания ортогональных составляющих, соответствующих заднему фронту первого импульса и переднему фронту второго импульса) и поэтому оба импульса чётко различимы и разрешающая способность системы не понижается. При передаче ряда узких полос (рис. 6.17*а*) некоторому расширению подвергаются только крайние полоски (рис. 6.17*б*).

Способ передачи сигналов с несимметричными боковыми полосами может с успехом применяться не только в телевизионных системах, но и при передаче самых различных импульсных сигналов по широкополосным каналам. При передаче импульсов малой длительности, существенным недостатком является расширение их из-за влияния квадратурных искажений. Это расширение импульсов возникает при такой модуляции, когда вершине импульса (рис. 6.18*а*) соответствует максимальное значение модулированного сигнала (при передаче телевидения это соответствует негативной модуляции). Если же используется модуляция обратного знака (рис. 6.18*б*), то наличие квадратурных искажений приведёт не к расширению, а к сужению передаваемого импульса на выходе детектора. Это следует учитывать при проектировании систем для передачи импульсных сигналов.

Испытательные сигналы (вертикальная единичная ступенька и $П$-импульс), использованные для анализа квадратурных искажений, позволяют получить сравнительно простые формулы для расчёта искажений формы передаваемых сигналов. На практике использовать эти формулы целесообразно только в тех случаях, когда ожидаемая величина выброса существенно превосходит 9% (например, 15%÷20%), так как эти слишком идеализированные испытательные сигналы даже после прохождения через идеальные системы (см. гл. 2) имеют выброс порядка 9%. Для более точного расчёта лучше пользоваться формулами, полученными при анализе искажений с помощью испытательного сигнала в виде наклонной единичной ступеньки напряжения (или единичного трапецеидального импульса) с заданным временем нарастания сигнала, например, $\tau_ф = \frac{1}{2F_m}$.

Временная характеристика (см. табл. 2.1) такой единичной ступеньки напряжения (функции включения с конечным временем нарастания сигнала $\tau_ф$)

$$f_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi \tau_ф} \int_0^\infty \sin \frac{\Omega \tau_ф}{2} \sin \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega^2}. \qquad (6.42)$$

Модулированный сигнал с огибающей $f_1(t)$ на входе формирующего фильтра может быть записан, как

$$F_1(t) = [A_1 + A f_1(t)] \cos \omega t. \qquad (6.43)$$

Произведя преобразования, аналогичные (6.31÷6.33), и не учитывая задержку сигнала во времени на τ, можно представить сигнал на выходе формирующего фильтра с линейной фазовой характеристикой в виде двух составляющих:

$$F_2(t) = \cos \omega t \left[\left(A_1 + \frac{A}{2} \right) K_\omega + \frac{A}{\pi \tau_ф} \int_0^{\Omega_m} (K_{\omega+\Omega} + K_{\omega-\Omega}) \times \right.$$

$$\left. \times \sin \frac{\Omega \tau_ф}{2} \sin \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega^2} \right] + \sin \omega t \left[\frac{A}{\pi \tau_ф} \int_0^{\Omega_m} (K_{\omega+\Omega} - K_{\omega-\Omega}) \times \right.$$

$$\left. \times \sin \frac{\Omega \tau_ф}{2} \cos \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega^2} \right]. \qquad (6.44)$$

В этом случае удобно записать

$$F_2(t) = Q(t) \cos \omega t + P(t) \sin \omega t. \qquad (6.45)$$

Проведя интегрирование, учитывая (6.24) и (5.3), определим синфазную составляющую

$$Q(t)=K_{\omega}\left\{1-\frac{\eta}{2}+\frac{\eta}{\pi\Omega_m\tau_{\Phi}}\left[\cos\Omega_m\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)-\right.\right.$$
$$-\cos\Omega_m\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\Big]+\frac{\eta}{\pi}\left[\frac{1}{\tau_{\Phi}}\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)-\right.$$
$$\left.\left.-\frac{1}{\tau_{\Phi}}\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\right]\right\}. \qquad (6.46)$$

Сравнивая выражения (6.46) и (2.9), можно убедиться, что синфазная составляющая $Q(t)$ отличается только амплитудой и наличием постоянной составляющей от формы напряжения на выходе идеального видеотракта.

Ортогональную составляющую, с учётом (6.24), как и в предыдущем случае, можно разделить на $C(t)$ и $D(t)$:

$$P(t)=\frac{2AK_{\omega}}{\pi\tau_{\Phi}}\int_0^{\Delta\Omega}\left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^n\sin\frac{\Omega\tau_{\Phi}}{2}\cos\Omega t\,\frac{d\Omega}{\Omega^2}+$$
$$+\frac{2AK_{\omega}}{\pi\tau_{\Phi}}\int_{\Delta\Omega}^{\Omega_m}\sin\frac{\Omega\tau_{\Phi}}{2}\cos\Omega t\,\frac{d\Omega}{\Omega^2}. \qquad (6.47)$$

Первый интеграл представляет $C(t)$ и просто интегрируется при $n=1$ или $n=2$. Так, например, при $n=1$

$$C(t)=\frac{K_{\omega}\eta}{\pi\tau_{\Phi}(\Delta\Omega)}\left[\mathrm{Si}\,\Delta\Omega\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)-\mathrm{Si}\,\Delta\Omega\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\right]. \qquad (6.48)$$

Второй интеграл представляет $D(t)$ и не зависит от n. Интегрируя его, находим

$$D(t)=\frac{K_{\omega}\eta}{\pi\tau_{\Phi}}\left\{\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\left[\mathrm{Ci}\,\Omega_m\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)-\mathrm{Ci}\,\Delta\Omega\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\right]-\right.$$
$$-\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\left[\mathrm{Ci}\,\Omega_m\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)-\mathrm{Ci}\,\Delta\Omega\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\right]+$$
$$+\frac{1}{\Omega_m}\left[\sin\Omega_m\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)-\sin\Omega_m\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\right]+$$
$$\left.+\frac{1}{\Delta\Omega}\left[\sin\Delta\Omega\left(t+\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)-\sin\Delta\Omega\left(t-\frac{\tau_{\Phi}}{2}\right)\right]\right\}. \qquad (6.49)$$

Формулы (6.46÷6.49) позволяют более точно рассчитать искажения передаваемого сигнала. Огибающая модулированного сигнала определяется по ф-ле (6.41). При расчётах K_ω целесообразно принять равным единице. В качестве примера на рис. 6.19 показаны составляющие $Q(t)$, $C(t)$, $D(t)$ и величины выбросов при передаче наклонного фронта с временем нарастания 0,1 *мксек* в тракте с полосой частот $F_m = 5$ *Мгц*.

Передачу трапецеидального импульса можно рассчитать на основе расчёта передачи наклонной ступеньки, соответствующей фронту трапецеидального импульса.

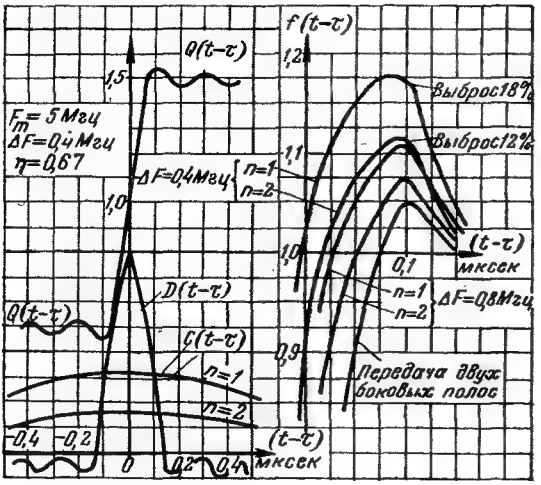


Рис. 6.19. Передача наклонной ступеньки напряжения

Величина выброса сигнала на выходе тракта возрастает при увеличении крутизны фронта на входе тракта.

Искажения формы передаваемых сигналов при неточном синфазировании в «синфазном демодуляторе». Выше было показано, что синфазный приём в принципе обеспечивает демодуляцию сигналов без искажений. В практических случаях система, поддерживающая синхронность несущих частот (сигнала и источника местной несущей частоты на приёмной стороне), обеспечивает эту синхронность с известной точностью. Для определения необходимой точности синфазирования нужно знать зависимость искажений формы сигналов от расхождения фаз несущих частот в демодуляторе.

На вход демодулятора поступает сигнал $F_2(t)$, который лишь по своей амплитуде отличается от сигнала (6.34) на выходе формирующего фильтра

$$F_2(t) = Q(t-\tau)\cos\omega(t-\tau) + P(t-\tau)\sin\omega(t-\tau) =$$

$$= Q(t-\tau)\cos(\omega t - \varphi_\omega) + P(t-\tau)\sin(\omega t - \varphi_\omega). \qquad (6.50)$$

Если такой сигнал демодулируется с помощью напряжения несущей частоты

$$u_{\text{гет}} = U_\text{г}\cos(\omega t + \varphi). \qquad (6.51)$$

то на выходе фильтра нижних частот, включённого после демодулятора, выделится напряжение, пропорциональное

$$u'_{\text{вых}} = Q(t-\tau)\cos(\varphi - \varphi_\omega) + P(t-\tau)\sin(\varphi - \varphi_\omega) =$$

$$= Q(t-\tau)\cos(\Delta\varphi) + P(t-\tau)\sin(\Delta\varphi), \qquad (6.52)$$

где $\Delta\varphi$ — величина расхождения фаз несущих частот (погрешность синфазирования).

Таким образом, определив по приведённым выше формулам $Q(t-\tau)$ и $P(t-\tau)$ и задаваясь различной величиной расхождения фаз в синфазном демодуляторе, можно построить сигнал на выходе демодулятора. При этом, в отличие от случая линейного детектирования, обе составляющие $Q(t-\tau)$ и $P(t-\tau)$ складываются алгебраически, а не квадратурно.

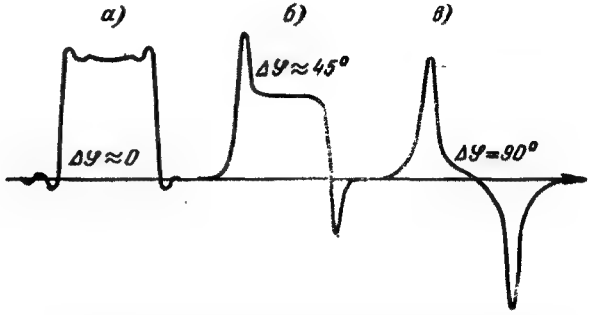


Рис. 6.20. Выходной сигнал при расхождении фаз несущих частот в синхронном демодуляторе:
а) при $\Delta\varphi=0$; *б*) при $\Delta\varphi=45°$; *в*) при $\Delta\varphi=90°$

Искажения формы передаваемых импульсов будут несимметричными, так как они возникают не в результате нелинейности, как при линейном детектировании, а в результате фазовых искажений.

Составляющая искажения $P(t—\tau)$ ослабляется по сравнению с полезной составляющей в $\cos(\Delta\varphi)/\sin(\Delta\varphi)$ раз. Так, например, при расхождении фаз на 3° ($\Delta\varphi \approx 0{,}05$ *рад*) составляющая $P(t—\tau)$ ослабляется в 20 раз и мало влияет на форму передаваемого сигнала (рис. 6.20*а, б, в*). При расхождении фаз на 90° полезная составляющая исчезает и остаётся только составляющая искажения. Практически достаточно обеспечить точность синфазирования 3°. С учётом переприёмов по видеочастоте (при использовании нескольких магистралей или при международной передаче) в каждом отдельном приёмном устройстве точность синхронизации должна быть выше в $\sqrt{n+1}$ раз (n — число переприёмов). Обычно предусматривается не более 2—3 переприёмов по видеочастоте.

ГЛАВА 7

НЕЛИНЕЙНЫЕ И ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ПОМЕХИ В ТЕЛЕВИЗИОННОМ КАНАЛЕ

7.1. Нелинейные помехи в высокочастотном тракте при передаче только телевизионного сигнала

Нелинейность усилителей магистрали коаксиального кабеля весьма мала. Затухание второй гармоники на выходе отдельного усилителя в нижней части его рабочего спектра обычно достигает 80÷90 *дб* при выходной мощности основного сигнала 1 *мвт*. На магистрали большой протяжённости устанавливают несколько сотен усилителей, поэтому суммарная нелинейность всего высокочастотного тракта сказывается на качестве передачи.

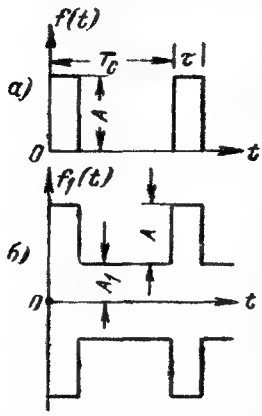


Рис. 7.1. Передача последовательности прямоугольных импульсов:
а) видеосигнал; *б*) модулированный сигнал

Нелинейность усилителей канала проявляется иначе, чем нелинейность видеоусилителей, приводящая к малозаметным градационным искажениям. Нелинейность усилителей канала может вызвать заметные для глаза помехи в виде движущихся сеток на изображении и нелинейного «шума». Характер основных нелинейных продуктов и их распределение в линейном спектре частот можно определить, рассмотрев передачу любого простого сигнала, например, передачу последовательности прямоугольных видеоимпульсов (рис. 7.1*а*) с амплитудой A, равной размаху видеосигнала, длительностью 10 *мксек* и частотой повторения, равной частоте строк f_c. Такими импульсами

можно в первом приближении имитировать импульсы гашения и синхронизации строк, мощность которых составляет значительную часть мощности всего видеосигнала. Спектр такой последовательности импульсов содержит гармоники частоты строк f_c и постоянную составляющую. Последовательность таких импульсов частоты f_c может быть представлена рядом Фурье:

$$f(t) = A\left[C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos n\omega_c \left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right], \qquad (7.1)$$

где τ — длительность импульса,

$T_c = \frac{1}{f_c}$ — период следования,

$$C_0 = \frac{\tau}{T_c},$$

$$C_n = \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\omega_c \tau}{2},$$

$$\omega_c = 2\pi f_c.$$

Чтобы определить линейный сигнал, соответствующий видеосигналу $f(t)$, нужно промодулировать этим сигналом ток линейной несущей частоты $f_л$ и сформировать сигнал, выделив одну боковую полосу и остаток второй боковой полосы [1]).

Модулированный сигнал (рис. 7.1*б*) с несущей частотой $\omega_л$ и двумя боковыми полосами запишем в виде

$$f_1(t) = [A_1 + f(t)] \cos \omega_л t \qquad (7.2)$$

или

$$f_1(t) = [A_1 + AC_0] \cos \omega_л t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} AC_n \cos\left[(\omega_л + n\omega_c)t - \frac{n\omega_c \tau}{2}\right] +$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} A C_n \cos\left[(\omega_л - n\omega_c)t + \frac{n\omega_c \tau}{2}\right]. \qquad (7.3)$$

Чтобы сигнал был сформирован, необходимо его пропустить через формирующий фильтр. Допустим, что характеристика коэф-

---

[1]) В системах с двойным преобразованием частоты видеосигнал модулирует несущую частоту f_1, а затем модулированный сигнал переносится в линейный спектр частот. Здесь эта операция не приводится, а рассматривается линейный модулированный сигнал.

фициента передачи этого фильтра (см. рис. 5.17) кососимметрична в области частот $\omega_л \pm \Delta\Omega$ и выражается как

$$\begin{cases} K_{\omega_л \pm \Omega} = \dfrac{1}{2}\left[1 + \dfrac{\Omega}{\Delta\Omega}\right] & \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Delta\Omega \\ K_{\omega_л + \Omega} = 1 & \text{для } \Delta\Omega \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \end{cases}, \qquad (7.4)$$

Рассматриваемый в данном случае видеосигнал (7.1) содержит только гармоники $n\omega_c$, поэтому достаточно рассмотреть дискретные значения текущей частоты $\Omega = n\omega_c$. Расчёт нелинейных продуктов можно упростить, если предположить, что в пределах остатка второй боковой полосы $\Delta\Omega$ укладывается целое число p гармоник частоты ω_c и, следовательно, $\Delta\Omega = p\omega_c$ (например, если $\Delta\Omega = 0{,}1\ \Omega_m = 2\pi \cdot 0{,}1 \cdot 6 \cdot 10^6$ *рад/сек*, а $\omega_c = 2\pi f_c = 2\pi \cdot 15625$ *рад/сек*, то $p \approx 38$).

Следовательно, для данного вполне определённого сигнала $f(t)$ с дискретным спектром составляющих $n\omega_c$ коэффициент передачи формирующего фильтра можно записать в виде

$$\begin{cases} K_{\omega_л \pm n\omega_c} = \dfrac{1}{2}\left[1 \pm \dfrac{n\,\omega_c}{p\,\omega_c}\right] = \dfrac{1}{2}\left[1 \pm \dfrac{n}{p}\right] & \text{для } 0 < n \leqslant p \\ K_{\omega_л + n\omega_c} = 1 & \text{для } p < n \leqslant \dfrac{\Omega_m}{\omega_c}. \end{cases} \qquad (7.5)$$

Сформированный сигнал $f_2(t)$ на входе линии можно определить, пропустив сигнал $f_1(t)$, поступающий на вход формирующего фильтра (7.3) через формирующий фильтр с характеристикой (7.5). Полагая, что фазовая характеристика фильтра скорректирована, и не учитывая вносимой фильтром задержки сигнала во времени, можно представить сигнал на входе линии в следующем виде:

$$f_2(t) = [A_1 + AC_0]\cos\omega_л t + A\sum_{n=-p}^{n=p} \frac{1}{2}\frac{p+n}{p} C_n \cos\left[(\omega_л + n\,\omega_c)t - \right.$$

$$\left. - \frac{n\,\omega_c \tau}{2}\right] + A\sum_{n=p+1}^{n_{макс}} C_n \cos\left[(\omega_л + n\,\omega_c)t - \frac{n\,\omega_c \tau}{2}\right]. \qquad (7.6)$$

Первый член этого выражения определяет ток линейной несущей частоты $\omega_л$, второй член — токи составляющих сигнала, находящихся в области формирования, третий член — составляющие сигнала, находящиеся выше области формирования, т. е. относительно слабые по мощности составляющие.

Поскольку усилители канала имеют достаточно высокую линейность, то достаточно ограничиться учётом нелинейных продуктов второго и третьего порядка и представить характеристику усилителя в виде степенного полинома

$$u_{вых} = a u_{вх} + b u_{вх}^2 + c u_{вх}^3. \qquad (7.7)$$

Если $f_2(t)$ представляет сигнал на входе усилителя, то сигнал на выходе его определится в виде суммы

$$u_{вых} = a[f_2(t)] + b[f_2(t)]^2 + c[f_2(t)]^3. \qquad (7.8)$$

Подставив выражение (7.6) в это уравнение, можно определить относительные амплитуды всех нелинейных продуктов второго и третьего порядка.

ТАБЛИЦА 7.1

Исходные составляющие	Частота помехи	Результирующая амплитуда помехи от всех составляющих, находящихся в области $(f_л \pm \Delta F)$
$f_л$	$2f_л$	$A_{г2} = \frac{1}{2} b (A_1 + A C_0)^2$
$f_л + nf_c$	$2(f_л + nf_c)$	$A_{г2б} = \frac{1}{8} b A^2 C_n^2 \left[\frac{p+n}{p}\right]^2$
$f_л$, $(f_л + nf_c)$	$2f_л + nf_c$	$A_{c2} = \frac{1}{2} b A C_n [A_1 + AC_0] \frac{p+n}{p}$
$(f_л + n_l f_c)$ $(f_л + n_к f_c)$ $n_l = \pm 1, \pm 2 \ldots$ $n_к = \pm 1, \pm 2 \ldots$	$2f_л + (n_l + n_к) f_c = 2f_л + 2n_z f_c$	$\Sigma A'_{c2} = \frac{1}{4} bA^2 \sum_{s=1}^{s=p-n_z} \left[\frac{(p+n_z)^2 - s^2}{p^2} \times \times C_{n_z - s} C_{n_z + s}\right]$
	$2f_л + (n_l + n_к) f_c = 2f_л + (2n_z + 1) f_c$	$\Sigma A''_{c2} = \frac{1}{4} bA^2 \sum_{s=1}^{s=p-n_z} \left[\frac{(p+n_z-s) \times \rightarrow}{p^2} \frac{\rightarrow \times (p+n_z+s+1)}{} C_{n_z - s} C_{n_z + s + 1}\right]$

Первый член уравнения (7.8) определяет полезный сигнал на выходе усилителя. Нелинейные продукты второго порядка определятся вторым членом этого уравнения. Сигнал на входе усилителя содержит составляющие с частотами $f_л$ и $f_л+nf_с$, причём n принимает значения от $n=-p$ до $n=n_{макс}=\frac{\Omega_m}{\omega_с}$. На выходе усилителя будут нелинейные продукты суммарной частоты (см. второй столбец табл. 7.1) и продукты разностной частоты. Для телевизионного канала существенными являются только продукты суммарной частоты. Продукты разностной частоты, например, $(f_л+n_if_с)-f_л=n_if_с$ или $(f_л-n_if_с)-(f_л+n_кf_с)=(n_i-n_к)f_с$ представляют собой гармоники частоты строк $f_с$. Мощность их с увеличением номера гармоники быстро спадает (рис. 7.2), и в канал телевидения даже при линейной несущей частоте 1056 *кгц* попадают лишь слабые составляющие высоких порядков.

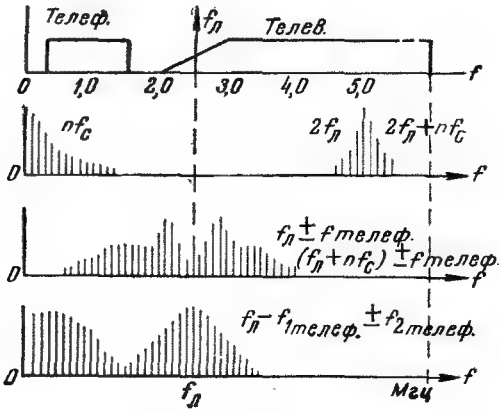


Рис. 7.2. Схема распределения основных нелинейных продуктов в системе К-1920

Помехи суммарной частоты второго порядка (табл. 7.1) могут быть четырёх видов:

а) вторая гармоника тока линейной несущей частоты $(2f_л)$;

б) гармоники боковых составляющих $2(f_л+nf_с)$;

в) продукты взаимодействия токов несущей и боковых частот $f_л+(f_л+nf_с)=2f_л+nf_с$;

г) продукты взаимодействия боковых составляющих. Частота такой помехи выражается как $f_п=(f_л+n_if_с)+(f_л+n_кf_с)=2f_л+(n_i+n_к)f_с$.

В частности, при $n_i = -n_к$ частота комбинационной помехи равна $2f_л$ и совпадает со второй гармоникой несущей частоты $f_л$. Расчёт показывает, что эта помеха, образованная всеми парами боковых частот, симметричных по отношению к $f_л$, значительно сильнее всех комбинационных помех [1]).

Таким образом, основная мощность помехи с частотой $2f_л$ при малой глубине модуляции определяется второй гармоникой $2f_л$, а при большой глубине модуляции — комбинационными продуктами пар боковых составляющих, например, $(f_л+8f_с)+(f_л-8f_с)=2f_л$. Помеха $2f_л$ при любой глубине модуляции (рис. 7.3) сильно выделяется на фоне остальных помех, особенно при глубокой перемодуляции, когда гармоники $2(f_л+n_if_с)$ и помехи от взаимодейст-

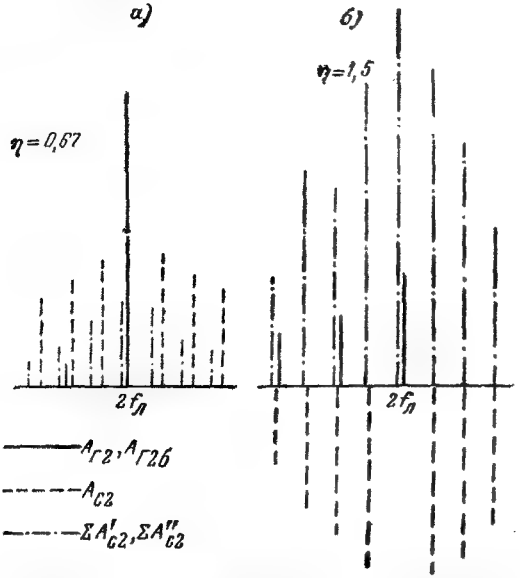


Рис. 7.3. Спектр нелинейных помех суммарной частоты второго порядка при различной глубине модуляции:
а) при 67%; *б*) при 150%

вия токов несущей частоты и боковой составляющей (рис. 7.3*б*) в противофазе из-за изменения фазы тока несущей частоты на обратную. Наличие мощной помехи $2f_л$ в линейном спектре частот после демодуляции вызовет помеху частоты $f_л$ в спектре видеочастот. На экране такая помеха появляется в виде сетки.

[1]) При сложении помех одинаковой частоты, образованных взаимодействием разных составляющих, фазовая характеристика усилителя полагается линейной.

Помехи третьего порядка, определяемые последним членом уравнения (7.8), могут быть суммарной и разностной частоты. Помехи разностной частоты совпадают по частоте с мощными исходными составляющими линейного сигнала. Мощность их может существенно превосходить мощность помех суммарной частоты, так как при линейной фазовой характеристике участка магистрали часть помех разностной частоты от отдельных усилителей данного участка суммируются по напряжению, в то время как помехи суммарной частоты суммируются по мощности. Несмотря на это, визуальный эффект, обусловленный помехами разностной частоты, мало заметен, так как суммарное действие этих помех проявляется в виде градационных искажений (см. гл. 3). Это можно показать следующим образом: изобразим линейный сигнал в виде суммы двух составляющих — синфазной и ортогональной

$$u_{вх} = Q(t)\cos\omega_л t + P(t)\sin\omega_л t. \qquad (7.9)$$

Продукты третьего порядка определятся из выражения

$$c u_{вх}^3 = C[Q(t)\cos\omega_л t + P(t)\sin\omega_л t]^3.$$

Развернув это выражение и выделив продукт с несущей частотой $\omega_л$, можно убедиться, что он равен

$$\frac{3}{4} c[Q^2(t) + P^2(t)][Q(t)\cos\omega_л t + P(t)\sin\omega_л t]. \qquad (7.10)$$

Добавление такого продукта к исходному сигналу скажется лишь в виде градационного искажения. Затухание третьей гармоники в усилителях обычно велико (90÷100 *дб* при нулевом выходном уровне основного сигнала), и поэтому визуальный эффект такой помехи даже при большом числе усилителей незаметен.

Помехи третьего порядка суммарной частоты сосредоточены, главным образом, вокруг частоты $3f_л$. Наиболее существенная помеха имеет частоту $3f_л$ и образуется тремя способами (табл. 7.2). По сравнению с помехой частоты $2f_л$ помехой частоты $3f_л$ можно пренебречь, поскольку:

а) третья гармоника $3f_л$ на выходе усилителя значительно слабее второй гармоники $2f_л$;

б) помехи третьего порядка после демодуляции окажутся выше по спектру, чем помехи второго порядка и поэтому их визуальный эффект слабее;

в) помехи третьего порядка (см. § 8.1) подавляются сильнее при введении предварительного искажения передаваемых сигналов.

ТАБЛИЦА 7.2

Исходные составляющие	Частота помехи	Результирующая амплитуда помехи от всех составляющих, находящихся в области ($f_л \pm \Delta F$)
$f_л$	$3f_л$	$B_{г3} = \frac{c}{4}[A_1 + AC_0]^3$
$f_л$, $(f_л + n_l f_c)$ $(f_л + n_к f_c)$ $n_l = -n_к$	$3f_л$	$\Sigma B_c = \frac{3}{8} c [A_1 + AC_0] A^2 \sum_{n=1}^{n=p} C_n^2 \frac{p^2 - n^2}{p^2}$
$(f_л + n_l f_c)$ $(f_л + n_к f_c)$ $f_л - (n_l + n_к) f_c$	$3f_л$	$\Sigma B_c' = \frac{3}{8} cA^3 \sum_{n_l} \sum_{n_к} \left[\frac{p + n_l}{p} \times \frac{p + n_к}{p} \quad \frac{p - (n_l + n_к)}{p} \times C_{n_l} C_{n_к} C_{(n_l + n_к)} \right]$

Таким образом, при передаче только сигналов телевидения практически существенной нелинейной помехой в высокочастотном тракте будет помеха частоты $2f_л$, образуемая как комбинационная помеха и как гармоника линейной несущей частоты $f_л$. После демодуляции частота помехи окажется равной $f_л$. На экране она видна, как движущаяся сетка. Чтобы помеха была незаметной, следует выполнять норму, рекомендованную МККТТ:

$$20 \lg \frac{\text{размах сигн. изображ.}}{\text{размах помехи}} \geqslant 50 \text{ дб} - 4 (f_{л\ Мгц} - 1) \text{ дб}.$$

Поскольку помеха такой частоты возникает и в оконечном оборудовании, то норму на защищённость высокочастотного тракта следует увеличить примерно на 2 *дб*.

Очевидно, что чем выше несущая частота $f_л$, тем слабее действие нелинейной помехи. В системе с линейной несущей частотой $f_л \geqslant 6$ *Мгц* основные нелинейные помехи окажутся вне рабочего спектра частот.

7.2. Нелинейные помехи при совместной передаче телевизионных сигналов и сигналов многоканальной телефонии

При совместном усилении телевизионных сигналов и сигналов телефонии в усилителях высокочастотного тракта возникает большое число нелинейных помех различных видов, попадающих в каналы телевидения и телефонии. Несколько видов этих помех отличаются сравнительно большой мощностью, и поэтому они определяют требования к линейности усилителей высокочастотного тракта. В телевизионный канал попадают помехи от взаимодействия составляющих телевизионного сигнала (см. § 7.1), помехи от взаимной модуляции телефонных сигналов и помехи от взаимодействия сигналов телефонии и телевидения.

Влияние нелинейных помех от взаимной модуляции телефонных сигналов (суммарной частоты), попадающих в спектр частот телевизионного канала, незначительно, поскольку уровень передачи телефонного канала обычно на 20—30 *дб* ниже уровня передачи телевидения. Существенное влияние на передачу телевидения оказывают помехи от взаимодействия сигналов телевидения и телефонии. Основными из этих помех являются помехи второго порядка

$$f_л \pm f_{телеф} \quad и \quad (f_л + n f_с) \pm f_{телеф}.$$

Помехи вида $f_л \pm f_{телеф}$ сильнее по мощности, особенно при передаче «чёрного», если глубина модуляции $\eta < 1$ и при передаче «белого», если глубина модуляции $\eta > 1{,}5$. Помехи вида $(f_л + nf_с) \pm f_{телеф}$ значительно слабее, но они более многочислены, и поэтому несколько увеличивают общий «нелинейный шум» в канале телевидения. В спектре видеочастот (после демодуляции) помехи $f_л + f_{телеф}$ и $f_л - f_{телеф}$ суммируются. Обычно мощность этих помех максимальна в области 300÷400 *кгц*, а ширина спектра помех определяется количеством телефонных каналов в системе.

Помехи третьего порядка от взаимодействия сигналов телевидения и телефонии по способу образования можно разделить на восемь групп:

I. $2f_л \pm f_{телеф}$,

II. $2(f_л + n f_с) \pm f_{телеф}$,

III. $f_л + (f_л + nf_с) \pm f_{телеф}$,

IV. $(f_л + n_i f_с) + (f_л + n_к f_с) \pm f_{телеф}$,

V. $f_л + 2f_{телеф}$,

VI. $(f_л + nf_с) + 2f_{телеф}$,

VII. $f_л \pm f_{1\ телеф} \pm f_{2\ телеф}$,

VIII. $(f_л + nf_с) \pm f_{1\ телеф} \pm f_{2\ телеф}$.

Амплитуды помех первых четырёх видов относятся между собою, как амплитуды помех (см. табл. 7.1) $A_{г2}$, $A_{г2б}$, $A_{с2}$ и $\sum A'_{с2}$

соответственно. Поэтому помеха $2f_л \pm f_{телеф}$, образованная как помехи I и IV (при $n_i = -n_к$), значительно мощнее помех II и III. Помех V и VI значительно меньше, и амплитуды их слабее, чем у помех VII и VIII, поэтому ими можно пренебречь.

ТАБЛИЦА 7.3

	Частота помехи	Результирующая амплитуда
помехи 2-го порядка	1. $f_п = (f_л + nf_с) - f_л = nf_с$	$A_с = bAC_n[A_1 + AC_0]$
	2. $f_п = [f_л + (n+\kappa)f_с] - [f_л + \kappa f_с] = nf_с$	$\Sigma A'_с = bA^2 \sum_{\kappa=-p}^{\kappa=p-n} \left[\frac{p+\kappa}{p} \quad \frac{p+\kappa+n}{p} \times C_{\kappa+n} \; C_\kappa \right]$
помехи 3-го порядка	3. $f_п = 2f_л - (f_л + \kappa f_с) = f_л - \kappa f_с$	$B_{с1} = \frac{3}{4} \, cAC_\kappa \, [A_1 + AC_0]^2$
	4. $f_п = 2(f_л + nf_с) - [f_л + (\kappa + 2n f_с)] = f_л - \kappa f_с$	$B_{с2} = \frac{3}{16} cA^3 \sum_{n=-p}^{n_m} \left[\left(\frac{p+n}{p} \right)^2 C_n^2 \, C_{\kappa+2n} \right]$
	5. $f_п = f_л + (f_л + nf_с) - [f_л + (\kappa + n) f_с] = f_л - \kappa f_с$	$B_{с3} = \frac{3}{4} c[A_1 + AC_0]A^2 \sum_{n=-p}^{n_m} \left(\frac{p+n}{p} \; C_n \, C_{n+\kappa} \right)$
	6. $f_п = (f_л + n_i f_с) + (f_л + n_к f_с) - [f_л + (n_i + n_к + \kappa) f_с] = f_л - \kappa f_с$	$B_{с4} = \frac{3}{8} cA^3 \sum_{n_i} \sum_{n_к} \left[\frac{(p+n_i)(p+n_к)}{p^2} \times C_{n_i} \; C_{n_к} \; C_{n_i+n_к+\kappa} \right]$

Расчёты мощностей помех второго и третьего порядка показывают, что, кроме помех $f_л \pm f_{телеф}$ второго порядка, существенны помехи третьего порядка вида $f_л \pm f_{1телеф} \pm f_{2телеф}$ и $(f_л + nf_с) \pm f_{1телеф} \pm f_{2телеф}$, расположенные в области нижних видеочастот (рис. 7.2). Эти помехи весьма многочисленны и поэтому оказывают влияние на общую мощность нелинейного шума в канале телевидения. Помехи вида $2f_л \pm f_{телеф}$ оказывают значительно более слабое визуальное действие (они высоко расположены по спектру видеосигнала, а в системе с линейным спектром частот до 12 *Мгц* — за спектром видеосигнала после демодуляции) и имеют меньшие амплитуды, чем помехи вида $f_л + f_{телеф}$, поэтому ими можно пренебречь.

Таким образом, основными нелинейными помехами в канале телевидения (рис. 7.2) можно считать:

а) помехи $2f_л$, проявляющиеся в виде сетки на изображении;

б) помехи вида $(f_л + f_{телеф})$, $(f_л + nf_с \pm f_{телеф})$, $(f_л \pm f_{1телеф} \pm f_{2телеф})$ и $(f_л + nf_с \pm f_{1телеф} \pm f_{2телеф})$, суммарное действие которых увеличивает шум в канале телевидения.

Следует отметить, что мощность этих помех практически не зависит от значения несущей $f_л$, если линейность усилителей на разных частотах $f_л$ остаётся неизменной. В действительности затухание гармоник в линейном усилителе с увеличением частоты снижается и, следовательно, мощность помех возрастает. Для каждой помехи в отдельности должна выполняться норма на монохроматическую помеху, а для всех помех вместе — норма на допустимый уровень нелинейного шума.

Рассмотрим также основные помехи в телефонных каналах, расположенных в спектре частот от 300 *кгц* и выше (в зависимости от числа каналов). В них попадают модуляционные шумы самих телефонных сигналов, помехи от телевизионных сигналов и помехи от взаимодействия сигналов телевидения и телефонных сигналов.

Модуляционные шумы от телефонных сигналов обычно значительно слабее помех от сигналов телевидения. Сигналы телевидения вызывают в телефонных каналах весьма сильные помехи второго и третьего порядков, разностной частоты. Помехи второго порядка (табл. 7.3) частоты $nf_с$ образуются как в результате взаимодействия тока несущей частоты $f_л$ и боковых составляющих $f_л + nf_с$, так и в результате взаимодействия между собой боковых составляющих. Мощность этих помех больше в нижних каналах и постепенно убывает с увеличением частоты. Помехи $nf_с$ поражают примерно 25% телефонных каналов и проявляются в телефонных каналах в виде помехи одного тона или медленно модулируемого тона. Интервал между двумя помехами $nf_с$ составляет 15625 *гц*. Помехи третьего порядка (табл. 7.3) с частотами $f_л - \kappa f_с$ попадают в верхние телефонные каналы, но обычно их мощность ниже мощности помех $nf_с$ в нижних телефонных каналах.

Наиболее существенными взаимными помехами для телефонного канала являются помехи разностной частоты второго порядка и третьего порядка от взаимодействия тока немодулированной несущей частоты телевизионного канала с токами телефонных сигналов и сигналов телефонной автоматики. Помехи второго порядка $f_л - f_{телеф}$ не попадают в нижние телефонные каналы, они существенны для верхних телефонных каналов. Из двух видов помех третьего порядка ($f_л - f_{1телеф} - f_{2телеф}$ и $f_л - f_{1телеф} + f_{2телеф}$) более существенными являются помехи первого вида, которые практически поражают все телефонные каналы, а помехи второго вида поражают только верхние телефонные группы. Мощность линейного телефонного сигнала из-за неравномерности частотных характеристик используемых микрофонов сосредоточена на расстоянии 800—1200 *гц* от виртуальной частоты данного телефонного канала [1]). Выбирая соответственным образом точное значение несущей частоты $f_л$ (см. 8.4), можно значительно ослабить псофометрическую помеху $f_л - f_{телеф}$ в телефонных каналах. В этом случае становятся более существенными помехи от взаимодействия тока несущей частоты телевизионного сигнала и токов сигналов телефонной автоматики.

Следует отметить, что относительные мощности помех того или иного вида в различных системах определяются числом телефонных каналов, характеристиками нелинейности усилителей, выбранными уровнями передачи телевидения и телефонии и характеристикой устройств предварительного искажения телевизионного сигнала.

7.3. Флуктуационные помехи высокочастотного тракта

Флуктуационные помехи высокочастотного тракта получаются в результате сложения тепловых шумов коаксиального кабеля (шумы его 75-омного сопротивления) и ламповых шумов усилителей. На магистрали, кроме линейных усилителей с наклонной характеристикой усиления, компенсирующих затухание участков кабеля, включаются усилители с равномерной частотной характеристикой усиления, компенсирующие затухание, которое вносится корректирующими и другими устройствами. Величина усиления и уровни сигналов на входах «плоских» усилителей выбираются обычно таким образом, чтобы вносимые ими флуктуационные помехи мало влияли на общую помеху в канале. Поэтому характеристика помех канала, в основном, определяется свойствами линейных усилителей.

[1]) Под виртуальной частотой данного канала понимается несущая частота, с помощью которой высокочастотный сигнал данного канала может быть перенесён в спектр исходных, например, звуковых частот.

Тепловые шумы кабеля практически устранить невозможно. Влияние ламповых шумов усилителей можно снизить, используя лампы с возможно меньшим эквивалентным шумовым сопротивлением (малошумящие лампы) и конструируя входную цепь усилителя с возможно большим коэффициентом передачи, чтобы усиленные тепловые шумы кабеля, поступающие на сетку первой лампы усилителя, были значительно мощнее собственных шумов этой лампы.

Затухание участка коаксиального кабеля

$$a_к(f) \approx \alpha l \sqrt{f_{Мгц}}, \text{ неп},$$

где $\alpha = 0{,}282$ *неп/км* — километрическое затухание кабеля на частоте 1 *Мгц*, l — длина участка, *км*.

Частотная характеристика усилителя $S(f)$ должна достаточно точно компенсировать характеристику затухания участка кабеля

$$|S(f)| \approx |a_к(f)|.$$

Если бы усилитель не вносил помех, то частотная характеристика флуктуационных помех на выходе высокочастотного тракта со-

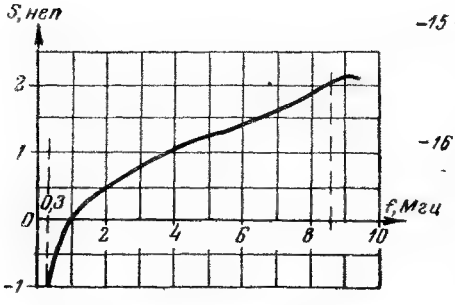


Рис. 7.4. Характеристика усиления входной цепи усилителя

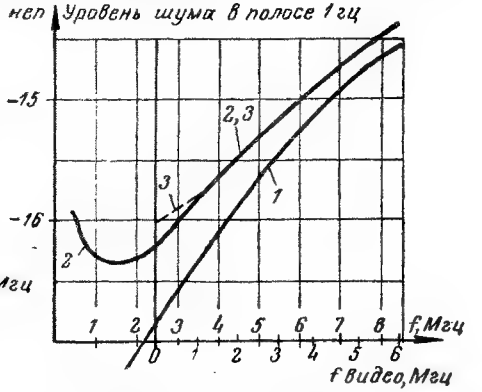


Рис. 7.5. Частотная зависимость уровня шумов в полосе частот 1 *гц*:
кривая *1* — на выходе идеального усилителя;
кривая *2* — на выходе линейного усилителя системы К-1920

ответствовала бы характеристике затухания кабеля. В современных усилителях компенсация частотной неравномерности затухания кабеля производится частично во входной цепи усилителя, частично в цепи обратной связи, или в междуламповой цепи.

Усиление по напряжению входной цепи (рис. 7.4) на высоких частотах достигает значительной величины, поэтому влияние соб-

ственных помех усилителя здесь невелико. В нижней части линейного спектра частот коэффициент передачи входной цепи мал, и помехи усилителей (рис. 7.5) сказываются значительно сильнее. Характеристика помех на выходе усилителя имеет значительно меньший перекос по спектру, чем характеристика затухания кабеля. В области видеочастот, передаваемых двумя боковыми полосами ($\Omega \leqslant \Delta\Omega$), после демодуляции сигнала складываются помехи двух боковых полос, и это снижает общий перепад уровня помех по спектру видеочастот (рис. 7.5, кривая *3)* ещё на 3 *дб* (0,35 *неп*).

Распределение помех по спектру видеосигнала и величина помех зависят также от наличия устройств предварительного искажения передаваемых сигналов (см. § 8.1) и характеристики этих устройств.

7.4. Нелинейные и флуктуационные помехи в аппаратуре оконечных станций

Нелинейные помехи практически возникают в оконечной аппаратуре с двойным преобразованием частоты. Источниками этих помех являются второй модулятор передающего устройства и первый демодулятор приёмного устройства. На «сигнальный» вход второго модулятора поступает напряжение первой несущей частоты f_1 и её боковых полос, которое взаимодействует с напряжением второй несущей частоты f_2. В результате этого на выходе модулятора появляется ток линейной несущей частоты $f_л = f_2 - f_1$ и токи её боковых полос. Кроме этих полезных токов, неизбежно появляются токи помех $2f_2 - 2f_1 = 2f_л$ и $3f_2 - 3f_1 = 3f_л$ и сопутствующие этим помехам спектры боковых частот. После демодуляции помеха $2f_л$ превращается в помеху частоты $f_л$, а помеха $3f_л$ — в помеху частоты $2f_л$. Если $f_л$ меньше $\frac{1}{2}F_m$, то помеха частоты $2f_л$ и сопутствующие ей помехи боковых частот также окажутся в спектре видеочастот.

Помехи с частотами $f_л$ и $2f_л$ образуются также и в первом демодуляторе. На «сигнальный» вход первого демодулятора поступает линейный сигнал с линейной несущей частотой $f_л$ и, взаимодействуя с током местного генератора частоты f_2 (см. рис. 5.10 *в, г*), создаёт на выходе демодулятора полезный сигнал в промежуточном спектре частот с несущей частотой f_1. Кроме того, на выходе демодулятора неизбежно возникают токи нелинейных помех с частотами

$$f_{п1} = f_2 - 2f_л = f_1 - f_л \quad \text{и} \quad f_{п2} = f_2 - 3f_л = f_1 - 2f_л.$$

После демодуляции во втором демодуляторе эти помехи в спектре видеочастот будут иметь частоты $f_л$ и $2f_л$ соответственно. Заметим, что помеха частоты $f_л$ образуется не только из-за нелинейности второго модулятора и первого демодулятора, но также из-за недостаточного подавления остатка тока несущей частоты f_2 на выходе первого демодулятора.

На телевизионном экране более заметна помеха частоты $f_л$. Визуальный её эффект зависит от значения линейной несущей частоты $f_л$ и ослабляется при увеличении $f_л$. Если уровень помехи выше допустимого, то она будет заметна в виде сетки на изображении.

В гл. 5 отмечалось, что после первой ступени модуляции для дальнейшей передачи сигналов полностью занимается нижняя боковая полоса от несущей частоты f_1. При использовании верхней боковой полосы количество нелинейных помех второго демодулятора и первого демодулятора может возрасти, что также является одной из причин использования нижней боковой полосы частот после первой ступени модуляции.

При определении допустимой величины нелинейных помех, возникающих в преобразователях частоты, следует иметь в виду, что помехи с частотами $f_л$ и $2f_л$ образуются также из-за влияния нелинейности усилителей канала. Практически на помехи оконечной аппаратуры целесообразно отвести лишь 25% допустимой мощности помехи на канал в целом.

Чтобы ослабить нелинейные помехи в преобразователях частоты, уровень сигнала на входе второго модулятора и первого демодулятора выбирается по возможности ниже. В результате этого становятся существенными флуктуационные процессы в указанных преобразователях частоты, которые, в основном, и определяют помехи оконечной аппаратуры.

Распределение флуктуационных помех оконечной аппаратуры по спектру видеочастот можно считать практически равномерным, за исключением участка нижних частот, где уровень помех на 0,35 *неп* выше за счёт сложения помех двух боковых полос при демодуляции.

ГЛАВА 8

СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КАНАЛА

8.1. Предварительное искажение линейных телевизионных сигналов

Величина отношения сигнал/помеха является важным показателем качества передачи. Известно, что при увеличении числа линейных усилителей (следовательно, и дальности передачи) вдвое, уровень флуктуационной помехи, нелинейных помех второго порядка и части помех третьего порядка возрастает на 3 *дб* (0,35 *неп*). Поэтому возможностями ослабления помех даже на 2 *дб* не следует пренебрегать. Стоимость линейного тракта магистралей коаксиального кабеля во много раз превосходит стоимость оконечного оборудования и иногда целесообразно усложнять оконечную телевизионную аппаратуру, вводя устройства предварительного искажения сигналов, если это повышает помехозащищённость каналов магистрали.

Мощность телевизионного видеосигнала, в основном, сосредоточена в области низких видеочастот (рис. 1.9), и поэтому в линейном модулированном телевизионном сигнале наиболее мощные составляющие нижней и верхней боковых полос занимают сравнительно узкую область линейного спектра частот по обе стороны от линейной несущей частоты. Кроме того, линейный телевизионный сигнал содержит мощный ток линейной несущей частоты $f_л$. Составляющие линейного сигнала, расположенные на расстоянии 0,4÷0,5 *Мгц* и далее от $f_л$, практически не влияют на мощность линейного сигнала в целом. Эти свойства видеосигналов позволяют вводить предварительное искажение линейного сигнала на передающей стороне с пос-

ледующей компенсацией этого искажения на приёмной стороне. В зависимости от характеристик устройств предыскажения можно ослаблять нелинейные помехи канала, флуктуационные шумы или оба вида этих помех одновременно. Предварительное искажение сигналов может с успехом использоваться не только при передаче телевидения, но и в самых различных системах для передачи импульсных сигналов, особенно в системах с несимметричными боковыми полосами и линейным детектированием на приёме, когда глубина модуляции сигналов обычно невелика. При передаче группы из нескольких модулированных видеоимпульсами сигналов по общему высокочастотному тракту предварительное искажение сигналов позволяет существенно снизить мощность продуктов взаимной модуляции сигналов и общую загрузку группового тракта передачи.

Предыскажение сигнала в области линейной несущей частоты. Относительная мощность линейной несущей частоты в линейном модулированном сигнале велика, особенно в системах с линейным детектированием на приёме, где глубина модуляции обычно не превосходит 50%. Ток несущей частоты и расположенные вблизи от него токи мощных составляющих линейного сигнала создают основные нелинейные помехи в высокочастотном тракте магистрали. Поэтому целесообразно снизить относительную мощность тока несущей частоты и наиболее мощных боковых составляющих [1]).

На передающей стороне линейный сигнал до подачи его на вход линии предварительно пропускают через устройство предыскажения (четырёхполюсник), характеристика которого $a_1(\omega)$ дана на рис. 8.1. На приёмной стороне до демодуляции сигнала восстанавливается его форма с помощью корректора предыскажения — четырёхполюсника с характеристикой затухания (рис. 8.1) $a_2(\omega)$.

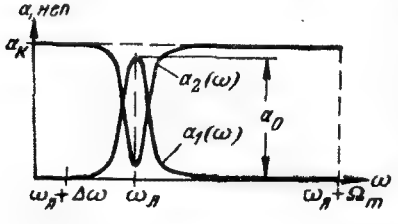


Рис. 8.1. Характеристики затухания предыскажающего и корректирующего устройств

Передача предыскажённых сигналов не внесёт никаких искажений формы передаваемых сигналов, если суммарное затухание обоих устройств постоянно во всём спектре рабочих частот, а суммарное время групповой задержки также постоянно или равно нулю:

$$\begin{cases} a_1(\omega) + a_2(\omega) = a_к = \text{const} \\ b_1(\omega) + b_2(\omega) = к\,\omega, \quad \text{или нулю.} \end{cases} \tag{8.1}$$

[1]) В системе с малой глубиной модуляции (при линейном детектировании на приёме) было бы целесообразно ослабить только ток несущей частоты, но практически воздействовать на ток $f_л$, не затрагивая токи боковых полос, не представляется возможным.

Суммарное затухание $a_к$ можно скомпенсировать соответствующим усилением.

Входные и выходные сопротивления указанных устройств должны быть практически постоянными в линейном спектре частот и при стандартном коаксиальном кабеле равными 75 *ом*. Поэтому целесообразно выполнить эти амплитудные контуры в виде одной или нескольких (рис. 8.2*а*) перекрытых Т-образных схем.

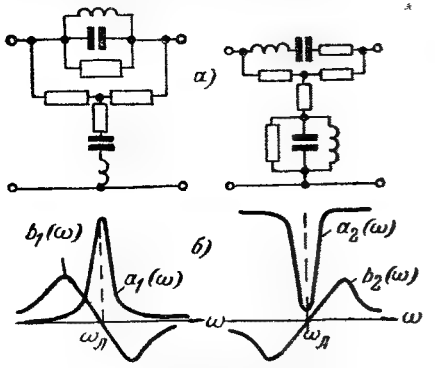


Рис. 8.2. Схемы амплитудных контуров (*а*) и их характеристики (*б*)

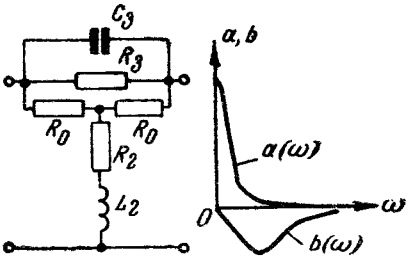


Рис. 8.3. Апериодический амплитудный контур

При определении формы линейного сигнала на выходе предыскажающего устройства надо учитывать следующее:

1) относительная ширина полосы частот, в которой предыскажающий контур вносит затухание, невелика, и можно допустить, что характеристики $a_1(\omega)$ и $b_1(\omega)$ в области частот $(\omega_л \pm \Delta\Omega)$ представляют соответственно (рис. 8.2*б*) функции с чётной и нечётной симметрией относительно $\omega_л$;

2) форма огибающей модулированного сигнала, в основном, мало отличается от формы исходного видеосигнала. Это позволяет использовать известную «теорему об огибающей» модулированного сигнала и свести задачу к рассмотрению прохождения исходного видеосигнала через «низкочастотную» схему (рис. 8.3). Определив форму видеосигнала на выходе такой схемы, легко определить и форму огибающей модулированного сигнала на выходе схемы рис. 8.2.

Апериодический контур (рис. 8.3) подавляет токи низких видеочастот, амплитудный контур (рис. 8.2*а*) — боковые составляющие от низких видеочастот. Поэтому рассматриваемое предыскажение равносильно дифференцированию огибающей модулированного сигнала. Допустим, что видеосигнал весьма прост по форме и представляет ступенчатое изменение напряжения (рис. 8.4*а*). Подадим такой видеосигнал $f_1(t)$ на вход схемы (рис. 8.3*а*) и, используя

операционный способ анализа переходных процессов, определим сигнал $f_2(t)$ на выходе её. Отображение некоторой функции $f(t)$ можно записать в виде

$$f(p) = p\int_0^\infty e^{-pt} f(t)\,dt. \tag{8.2}$$

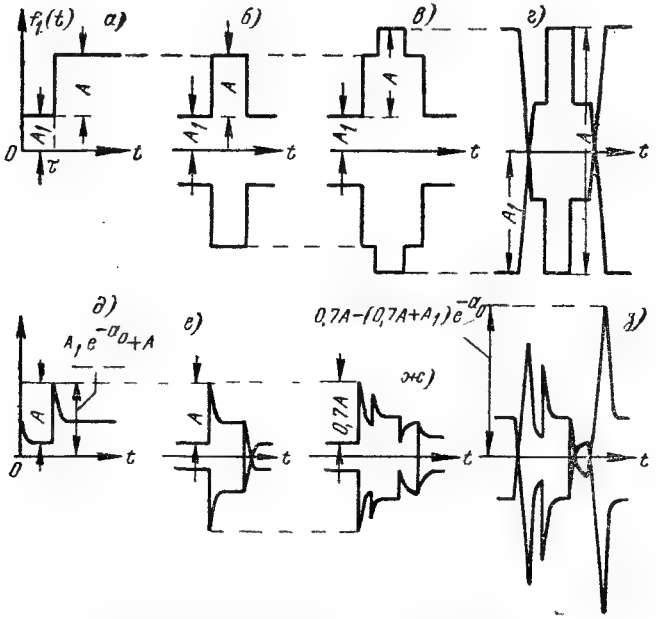


Рис. 8.4. Форма сигналов на входе (*а, б, в, г*) и на выходе (*д, е, ж, з*) устройства предыскажения

Для сигнала $f_1(t)$, изображённого на рис. 8.4*а*, используя «Теорему запаздывания оригинала» (теорему смещения) и учитывая, что

$$p\int_0^\infty A e^{-pt}\,dt = A, \tag{8.3}$$

можно записать отображение в следующем виде:

$$f_1(p) = A_1 + A e^{p(t-\tau)}. \tag{8.4}$$

Коэффициент передачи схемы (рис. 8.3*а*)

$$e^{-g(\omega)} = \frac{R_0(1 + i\omega R_3 C_3)}{(R_0 + R_3) + i\omega C_3 R_0 R_3}. \tag{8.5}$$

Обозначив $C_3R_3 = b$, $R_0 + R_3 = c$ и заменяя $i\omega$ на p, можно записать

$$e^{-g} = \frac{R_0(1 + pb)}{c + p R_0 b}. \tag{8.6}$$

Согласно преобразованию Римана—Меллина сигнал на выходе схемы (рис. 8.3*а*) определится как

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{i\infty}^{-i\infty} e^{pt} \frac{F(p)}{p} dp, \tag{8.7}$$

где

$$F(p) = f_1(p)\, e^{-g}. \tag{8.8}$$

Для рассматриваемого случая с учётом (8.6) и (8.8) интеграл (8.7) разделяется на два интеграла: $f_{2.1}(t)$ и $f_{2.2}(t)$, решение которых дано в приложении 4:

$$f_{2.1}(t) = \frac{A_1}{c}\left[R_0 + R_3 e^{-\frac{c}{b R_0} t}\right], \tag{8.9}$$

$$f_{2.2}(t) = \frac{A}{c}\left[R_0 + R_3 e^{-\frac{c}{b R_0}(t-\tau)}\right]. \tag{8.10}$$

Следует отметить, что $f_{2.1}(t)$ существует с момента времени $t = 0$, а $f_{2.2}(t)$ — с момента времени $t = \tau$.

В качестве примера на рис. 8.4*д* показан вычисленный сигнал $f_2(t)$ на выходе достаточно узкополосной схемы (рис. 8.3*а*) с величиной затухания $a_0 = 1$ *неп* и входным сопротивлением $R_0 = 75$ *ом*. Следовательно, модулированный сигнал (рис. 8.4*б*), проходя через полосовую схему (рис. 8.2*а*) с соответствующими параметрами, приобретает форму, изображённую на рис. 8.4*е*. В этом случае размах сигнала на входе предыскажающего устройства равен $2(A_1 + A)$, а на выходе его он равен $2(A_1 e^{-a_0} + A)$. Следует иметь в виду, что при перемодуляции (рис. 8.4*г*) A_1 — величина отрицательная.

В результате предыскажения форма сигнала сильно изменяется, а размах его уменьшается при глубине модуляции $\eta < 1{,}0$ и увеличивается при глубине модуляции $\eta > 1{,}0$.

В рассмотренном случае передачи сигнала с бесконечно крутым фронтом размах предыскажённого сигнала не зависит от характеристики $a_1(\omega)$ и определяется только величиной затухания a_0 на несущей частоте $\omega_л$

$$U_{\text{разм. вых}} = 2[A_1 e^{-a_0} + A]. \tag{8.11}$$

Это объясняется идеализацией сигнала. В реальных случаях характеристика затухания контура предыскажения влияет на размах сигнала. Это влияние может быть учтено при рассмотрении передачи трапецеидального сигнала. На рис. 8.5*а* показан моду-

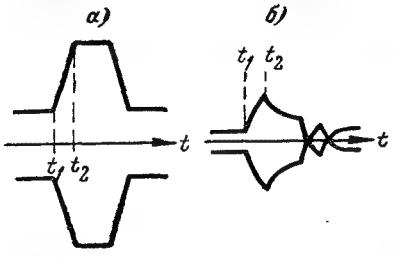


Рис. 8.5. Трапецеидальная огибающая сигнала на входе (*а*) и на выходе (*б*) устройства предыскажения

лированный сигнал с трапецеидальной огибающей, подаваемой на вход амплитудного контура (рис. 8.2*а*), а на рис. 8.5*б* — график выходного сигнала $f_2(t)$. Размах предыскажённого сигнала в этом случае равен [1])

$$|f_2(t)|_{\text{разм}} = 2\left\{A_1 e^{-a_0} + A\frac{R_0}{c^2 \tau_\Phi}\left[b R_3\left(1 - e^{-\frac{c}{b R_0}\tau_\Phi}\right) + c\,\tau_\Phi\right]\right\} \quad (8.12)$$

с учётом $b = C_3 R_3$, $c = R_0 + R_3$, $e^{-a_0} = \frac{R_0}{R_0 + R_3}$:

$$|f_2(t)|_{\text{разм}} = 2[A_1 + A + \beta A] e^{-a_0}, \quad (8.13)$$

где

$$\beta = \frac{1}{\tau_\Phi}\frac{C_3 R_3^2}{R_0 + R_3}\frac{\alpha - 1}{\alpha}, \quad \alpha = e^{\frac{R_0 + R_3}{R_0 R_3 C_3}\tau_\Phi}.$$

τ_Φ — длительность фронта огибающей на входе.

Реальный видеосигнал в промежутках между гасящими импульсами строк имеет сложную форму. Примерно 30% его размаха отводится для импульсов синхронизации, насаженных на импульсы гашения (см. рис. 1.2). Передний фронт импульса синхронизации смещён от начала вершины гасящего импульса на 1,0÷1,2 *мксек*. Поэтому, когда на выходе устройства предыскажения проходит передний фронт синхронизирующего импульса, то сигнал («пика» напряжения), вызванный прохождением переднего фронта гасящего импульса, уже достаточно спадает, и наличие синхроимпульса не влияет на размах предыскажённого сигнала. Сигналы (рис. 8.4*б, в*), имеющие до предыскажения разный размах, после предыскажения будут иметь одинаковый. Поэтому для ре-

[1]) Подробнее см. Оксман А. К. «Предварительное искажение телевизионных сигналов в системах коаксиального кабеля». Электросвязь, 1961, № 7.

ального видеосигнала (рис. 8.4*в*) размах предыскажённого сигнала (рис. 8.4*ж*) равен

$$|f_2(t)|_{\text{разм}} = 2[A_1 e^{-a_0} + 0{,}7A]. \quad (8.14)$$

Эта формула справедлива для сигналов с глубиной модуляции до $0 < \eta \leqslant 1{,}6$, где $\eta = \frac{A}{A_1 + A}$. При полной перемодуляции, когда $\eta = 2$, размах сигнала будет равен

$$|f_2(t)|_{\text{разм}} = 2[-(0{,}7A + A_1) e^{-a_0} + 0{,}7A]. \quad (8.15)$$

В этом случае размах предыскажённого сигнала (рис. 8.4*з*) достигает максимума при прохождении заднего фронта гасящего импульса.

Рассмотрим возможности ослабления помех предыскажением.

Ослабление флуктуационных помех канала. Чтобы избежать перегрузки, размах сигнала на выходе каждого линейного усилителя магистрали должен быть ограничен. Если глубина модуляции сигнала до предыскажения порядка 100% или меньше, то размах предыскажённого сигнала значительно меньше размаха сигнала до предыскажения. Это позволяет включить на передающей стороне усиление величиной

$$S_1 = \ln \frac{|f_1(t)|_{\text{разм}}}{|f_2(t)|_{\text{разм}}}.$$

На эту величину усиливаются амплитуды бо́льшего числа полезных составляющих сигнала. В месте приёма необходимо ввести дополнительное усиление

$$S_2 = a_{\text{к}} - S_1, \quad (8.16)$$

где $a_{\text{к}}$ — суммарное затухание устройства предыскажения и корректора предыскажения. Помехи канала ослабляются на S_1 *неп* во всей полосе частот, где затухание корректора значительно. Величина ослабления интегральной помехи довольно близка к S_1 *неп*. Из-за увеличения мощности помехи в узкой области низших видеочастот визуальный эффект помехи ослабляется меньше — примерно на (S_1—0,2) *неп*.

Определим величину S_1:

при передаче прямоугольных импульсов

$$S_1 = \ln \frac{2[A_1 + A]}{2[A_1 e^{-a_0} + A]} = \ln \frac{1}{(1 - \eta_1) e^{-a_0} + \eta_1}, \text{ неп.} \quad (8.17)$$

Следовательно, ослабление помех близко к величине затухания устройства предыскажения a_0, если глубина модуляции очень мала (несколько процентов) и практически отсутствует при глубине модуляции 90%—95%.

При передаче реальных видеосигналов для $\eta < 1{,}6$

$$S_1 = \ln \frac{2[A_1 + A]}{2[A_1 e^{-a_0} + 0{,}7A]} = \ln \frac{1}{(1-\eta)e^{-a_0} + 0{,}7\eta}, \text{ неп}, \qquad (8.18)$$

для $n \to 2$

$$S_1 = \ln \frac{2[A_1 + A]}{2[-(A_1 + 0{,}7A)e^{-a_0} + 0{,}7A]} = \ln \frac{1}{(0{,}3\eta - 1)e^{-a_0} + 0{,}7\eta}, \text{ неп}. \qquad (8.19)$$

Для $\eta = 2$ величина S — отрицательна. В этом случае помехи не подавляются, а, наоборот, возрастают.

В практически выполнимых устройствах предыскажения величина затухания a_0 зависит от величины $f_л$ и может быть порядка 1,2÷1,5 *неп*.

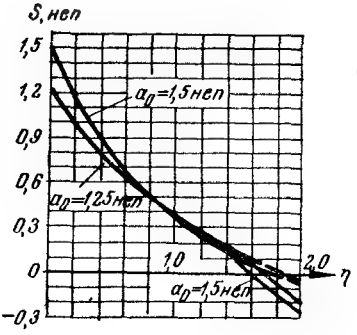


Рис. 8.6. Ослабления флуктуационных помех канала предыскажением

Зависимость величины ослабления помех от глубины модуляции (рис. 8.6) показывает, что существенное ослабление помех в телевизионном канале может иметь место при глубине модуляции до 100% ($\eta \leqslant 1$).

При глубине модуляции 100% флуктуационные помехи могут быть ослаблены ещё примерно на 3 *дб* (0,35 *неп*).

Ослабление нелинейных помех. Предыскажение сигналов позволяет снизить уровень несущей частоты $f_л$ на выходе усилителя передачи на $(a_0 — S_1)$ *неп*. При этом уровень второй гармоники $2f_л$ на выходе каждого линейного усилителя снизится на $2(a_0 — S_1)$ *неп*, а третьей гармоники — на $3(a_0 — S_1)$. В месте приёма эти гармоники дополнительно ослабятся на $(a_к — S_2)$ *неп* корректором предыскажения. Следовательно, общее ослабление второй гармоники $2f_л$ в месте приёма (с учётом $a_к = S_1 + S_2$) составит

$$2(a_0 — S_1) + (a_к — S_2) = (2a_0 — S_1) \text{ неп}, \qquad (8.20)$$

а третьей гармоники

$$3(a_0 — S_1) + (a_к — S_2) = (3a_0 — 2S_1) \text{ неп}. \qquad (8.21)$$

Комбинационная помеха частоты $2f_л$ подавляется на величину от $(2a_0 — S_1)$ *неп* до $(a_к — S_2)$ *неп*, в зависимости от того, на каком расстоянии находятся исходные составляющие сигнала от $f_л$.

При совместной передаче сигналов телефонии и телевидения помехи вида $f_л \pm f_{телеф}$ и $f_л \pm f_{1\,телеф} \pm f_{2\,телеф}$ ослабляются предыскажением на $(a_0 — S_1) + (a_к — S_2) = a_0$ *неп*.

На мощность помех в телефонных каналах, вызванных передачей телевидения (помехи вида nf_c) при значительной глубине модуляции (100%÷150%) введение предыскажения мало влияет. Они только более равномерно распределяются по линейному спектру телефонии. Взаимные помехи в телефонных каналах (вида $f_л - f_{телеф}$, $f_л \pm f_{1\,телеф} \pm f_{2\,телеф}$) ослабляются предыскажением на $(a_0 - S_1)$ *неп.*

Предыскажение линейного сигнала в области второй гармоники линейной несущей частоты. Составляющие телевизионного видеосигнала в области частот выше 1,0—1,5 *Мгц* уже достаточно малы. Поэтому для ослабления помех линейного сигнала в области $2f_л$ на передающей стороне линейный сигнал пропускают через устройство предыскажения с характеристикой затухания $a_1(\omega)$ (рис. 8.7) и усилитель с усилением, равным a_m. Тогда слабые со-

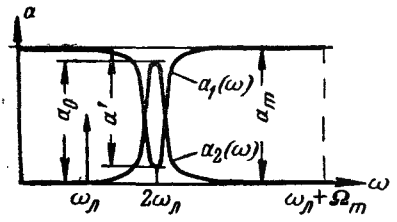


Рис. 8.7. Предыскажение в области второй гармоники $2\omega_л$

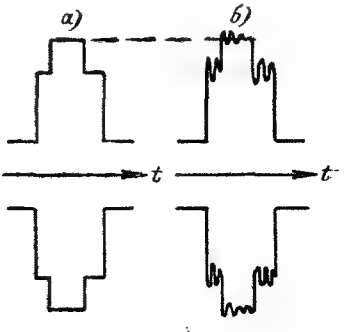


Рис. 8.8. Сигнал на входе (*а*) и на выходе (*б*) устройства предыскажения

ставляющие линейного сигнала в области $2f_л$ усилятся на a' *неп.* В месте приёма корректор предыскажения с характеристикой $a_2(\omega)$ скомпенсирует действие устройства предыскажения, и ток второй гармоники $2f_л$ ослабится на a' *неп.* Эта величина ослабления второй гармоники будет иметь место в том случае, если введение предыскажения не повлияет существенно на размах передаваемого модулированного сигнала. Анализ прохождения телевизионного сигнала через такое предыскажающее устройство показывает, что выходной сигнал после усиления на a' *неп* отличается от входного (рис. 8.8) наличием затухающего колебательного процесса. Устройство предыскажения практически может быть достаточно узкополосным, и в этом случае амплитуда колебательного процесса не превышает 10%—15% от размаха огибающей модулированного сигнала. Величина ослабления помехи $2f_л$ на приёме практически близка к величине a' *неп.*

Предыскажение линейного сигнала в области высоких частот. Флуктуационные помехи канала на единицу полосы частот с увеличением частоты возрастают. Поскольку высокочастотные составляющие чёрно-белого видеосигнала весьма слабы, то повышение их уровня на 0,7÷1,0 *неп* практически не влияет на суммарный уровень нелинейных помех.

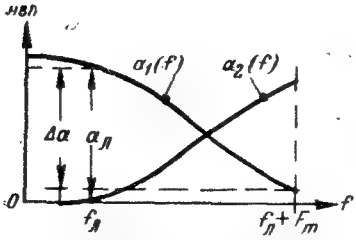


Рис. 8.9. Предыскажение сигнала в области высших частот

Пропуская линейный сигнал через четырёхполюсник с характеристикой $a_1(f)$ (рис. 8.9) и усилитель с усилением $S=a_1$, получим линейный сигнал с усиленными высшими составляющими. Корректирующий контур на приёмной стороне с характеристикой $a_2(f)$ восстановит соотношение амплитуд составляющих сигнала и одновременно ослабит помехи канала в области высших видеочастот. Расчёты показывают, что при $\Delta a=0{,}7$ *неп* мощность флуктуационной помехи в тракте телевидения ослабляется на 0,3÷0,4 *неп,* а мощность взвешенной помехи изменяется незначительно. Поэтому такое предыскажение для чёрно-белого телевидения не эффективно. Его целесообразно использовать для цветного телевидения (ослабить помехи в каналах цветности), если при введении такого предыскажения уровни нелинейных помех останутся в допустимых пределах.

Следовательно, предварительное искажение сигналов в области линейной несущей частоты является весьма эффективным способом ослабления нелинейных помех и может существенно облегчить требования к линейным усилителям, особенно в тех системах совместной передачи телефонии и телевидения, где линейная несущая частот сравнительно невысока ($f_л<3$ *Мгц*). В системах передачи широкополосных импульсных сигналов (особенно многоканальных) при работе с небольшой глубиной модуляции, такое предыскажение также позволяет ослабить флуктуационные помехи и уменьшить загрузку групповых усилителей. Характеристики затухания и фазового сдвига устройств предыскажения должны быть стабильными во времени. Расстройка их может привести к амплитудно-частотным и фазо-частотным искажениям в области низких видеочастот, где требования к такого рода искажениям строгие.

В системах раздельной передачи, где сигналы телевидения передаются по отдельному высокочастотному тракту с глубиной модуляции выше 100%, для ослабления требований к линейности усилителей целесообразно использовать менее эффективное предыскажение в области второй гармоники линейной несущей частоты. В этом случае ослабление нелинейной помехи меньше, а характеристики флуктуационных помех в области самых низких видеочастот не ухудшаются.

8.2. Оптимальная глубина модуляции телевизионных сигналов

В системах с синхронным приёмом квадратурные искажения можно устранить. Поэтому глубина модуляции в принципе может быть любой и важно определить, при какой глубине модуляции можно наиболее эффективно использовать линейные усилители канала.

Изображённые на рис. 5.13 модулированные телевизионные сигналы при разной глубине модуляции относятся к случаю передачи двух полных боковых полос и поэтому не содержат квадратурной составляющей. Отношение размаха полезной «огибающей» такого сигнала к размаху модулированного сигнала в целом пропорционально глубине модуляции. Реальный линейный сигнал из-за несимметричности боковых полос содержит квадратурную составляющую, форма его огибающей на выходе линейного усилителя зависит от глубины модуляции и может быть определена (6.41) как

$$F(t) = \sqrt{[Q(t)]^2 + [P(t)]^2}, \qquad (8.22)$$

где $Q(t)$ — полезная синфазная составляющая, а $P(t)$ — ортогональная составляющая (квадратурная) за счёт асимметрии боковых полос.

На рис. 8.10 справа изображены вычисленные при помощи ф-л (6.33)—(6.39) огибающие $F(t)$ линейных телевизионных сигналов при разной глубине модуляции и при неизменном размахе модулированного сигнала, отсчитываемого по установившемуся значению $Q(t)$, поскольку эта составляющая определяет отношение сигнал/шум; слева показаны огибающие сигналов при передаче двух полных боковых полос, когда $P(t) = 0$ и $F(t) = Q(t)$.

Наличие квадратурной составляющей вызывает увеличение размаха модулированного сигнала. При глубине модуляции $n \leqslant 1$ влияние квадратурной составляющей мало сказывается на размахе всего сигнала, а при значительной перемодуляции размах линейного сигнала практически определяется квадратурной составляющей. На величину тока несущей частоты в сигнале квадратурная составляющая не влияет. Отношение сигнал/помеха на выходе телевизионного канала (при данном уровне флуктуационных помех на выходе канала) определяется уровнем передачи телевизионного сигнала. Последний ограничивается уровнем перегрузки и нелинейностью линейных усилителей.

При проектировании стремятся получить усилители с высокой линейностью, чтобы полностью использовать их мощность. В этом случае уровень передачи сигналов будет близким к уровню перегрузки и поэтому размах линейного телевизионного сигнала строго ограничивается.

Обозначим отношение сигнал/помеха при $\eta = 1$ (глубина модуляции 100%) через $a_{ш}$ *неп*. Если теперь изменять глубину модуляции (при неизменном размахе линейного сигнала), то при переходе от $\eta = 1$ к любому другому значению η изменение помехозащищённости $\Delta a_{ш}$ будет равно

$$\Delta a_{ш} = \left[\ln \eta - \ln \frac{U_{макс\,(\eta)}}{U_{макс\,(\eta=1)}} \right], \text{ неп.} \qquad (8.23)$$

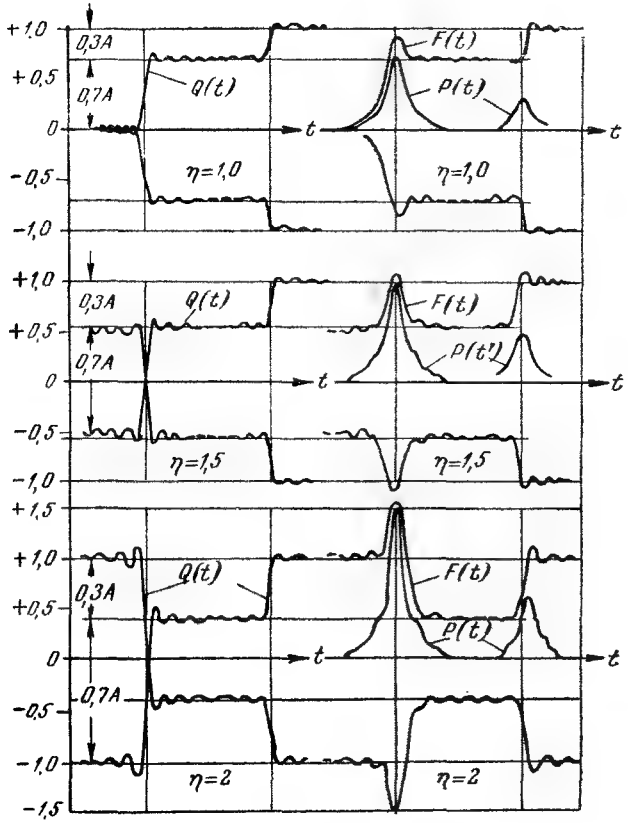


Рис. 8.10. Огибающие сформированного сигнала при разной глубине модуляции

Максимальный размах сигнала $U_{макс}$ можно определить по графикам огибающей модулированного сигнала (рис. 8.10). Зависимость $\Delta a_{ш}$ от глубины модуляции η (рис. 8.11*а*) показывает, что в случае полного использования мощности усилителей канала отношение сигнал/помеха практически неизменно для значений η от

1,4 до 2,0. Если же линейность усилителей недостаточно высока и не позволяет использовать их мощность полностью, то уровень передачи приходится выбирать значительно ниже уровня перегиба амплитудной характеристики усилителей канала. В этом случае увеличением размаха линейного сигнала за счёт квадратурной

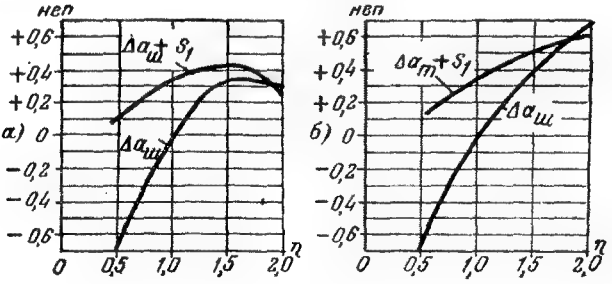


Рис. 8.11. Зависимость отношения сигнал/шум от глубины модуляции по сравнению со 100-процентной модуляцией:
а) при полной загрузке усилителей; *б*) при недогрузке

составляющей можно пренебречь и отношение сигнал/помеха (рис. 8.11*б*) при полной перемодуляции, когда $\eta = 2$, будет максимально.

Предыскажение сигналов в области линейной несущей частоты влияет на уровень флуктуационных шумов канала, изменяя отношение сигнал/помеха (рис. 8.6) на S_1 *неп*. С учётом зависимости S_1 от глубины модуляции η на рис. 8.11*а* показано изменение помехозащищённости ($\Delta a_ш + S_1$) от η при наличии предыскажения.

В случае полного использования мощности усилителей при глубине модуляции 150% ($\eta = 1{,}5$) отношение сигнал/помеха будет максимальным, а сигнал частично перемодулирован.

Вторым показателем, который необходимо учитывать при выборе глубины модуляции, является величина нелинейных помех. Определим, как зависит уровень нелинейных помех от глубины модуляции при неизменном отношении сигнал/помеха для флуктуационных помех. Поскольку отношение сигнал/помеха определяется размахом установившегося значения огибающей сигнала, то величина последней должна быть неизменной и, следовательно, неизменными (при разных η) должны оставаться амплитуды всех боковых составляющих ($f_л \pm nf_с$, $f_л \pm mF_к$) и т. д.

При таком условии сигналы с разной глубиной модуляции отличаются лишь содержанием тока несущей частоты и величиной размаха модулированного сигнала.

В образовании ряда основных нелинейных помех (особенно при совместной передаче сигналов телевидения и телефонии) участву-

ет ток линейной несущей частоты. Поэтому можно полагать, что нелинейные помехи слабее при глубине модуляции, обеспечивающей меньшее содержание (среднее во времени) тока несущей частоты в линейном телевизионном сигнале.

Относительное содержание тока несущей частоты в сигнале определяется следующим образом. Известно, что (рис. 5.13)

$$\eta = \frac{A}{A_1 + A}; \quad A_1 = A\frac{1-\eta}{\eta}. \tag{8.24}$$

Амплитуда содержащегося в модулированном сигнале тока несущей частоты определяется величиной A_1 и постоянной составляющей передаваемого телевизионного сигнала, так как благодаря привязке постоянной составляющей до входа первого модулятора передающего устройства, постоянная составляющая сигнала восстановлена на входе модулятора и превращается в соответствующее изменение уровня несущей частоты линейного сигнала

$$U_{\text{нес}} = A_1 + ПСО = A\frac{1-\eta}{\eta} + ПСО, \tag{8.25}$$

где $ПСО$ — постоянная составляющая огибающей телевизионного сигнала, зависящая от уровня средней яркости передаваемого изображения.

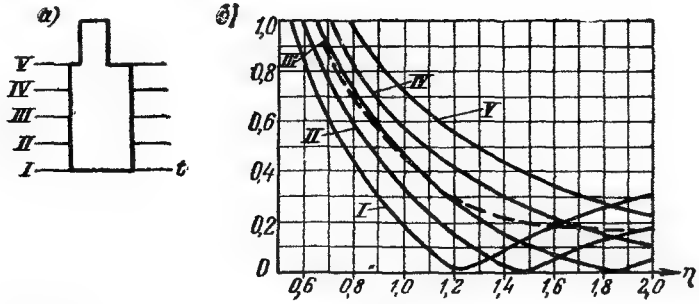


Рис. 8.12. Форма видеосигнала (*а*) и относительное содержание тока несущей частоты в сигнале (*б*)

Определим величину $ПСО$ для пяти видеосигналов (рис. 8.12*а*), отличающихся только уровнем средней яркости.

Согласно телевизионному стандарту (см. рис. 1.1)

$$\frac{\tau_к}{T_п} \approx 0{,}075, \quad \frac{\tau_б}{T_с} \approx 0{,}18, \quad \frac{\tau_с}{T_с} \approx 0{,}078,$$

где

$\tau_к$ — длительность полукадрового гасящего импульса,

$\tau_б$ — длительность строчного гасящего импульса,

$\tau_с$ — длительность строчного синхроимпульса,

$T_п$ — длительность полукадра;

$T_с$ — длительность строки.

Величина *ПСО* для видеосигнала, соответствующего передаче «белого»,

$$ПСО_I = A\left[0{,}0 + 0{,}7\frac{\tau_к}{T_п} + 0{,}7\left(1 - \frac{\tau_к}{T_п}\right)\frac{\tau_б}{T_с} + 0{,}3\frac{\tau_с}{T_с}\right] = 0{,}194A,$$

для слегка «серого» сигнала

$$ПСО_{II} = A\left[0{,}175 + 0{,}525\frac{\tau_к}{T_п} + 0{,}7\left(1 - \frac{\tau_к}{T_п}\right)\frac{\tau_б}{T_с} + 0{,}3\frac{\tau_с}{T_с}\right] = 0{,}327A,$$

для других сигналов соответственно

$$ПСО_{III} = 0{,}46A, \quad ПСО_{IV} = 0{,}593A$$

и при передаче «чёрного»

$$ПСО_V = 0{,}725A.$$

Для этих случаев построены кривые (рис. 8.12*б*) относительных амплитуд содержащегося в сигнале напряжения несущей частоты при неизменном отношении сигнал/шум ($A = \text{const}$). Если полагать равновероятным появление видеосигналов с любым из этих пяти уровней средней яркости, то среднее во времени напряжение несущей частоты будет соответствовать пунктирной кривой на рис. 8.12*б*. Согласно этой кривой содержание тока несущей частоты в линейном сигнале быстро уменьшается с увеличением глубины модуляции до $\eta = 1{,}4 \div 1{,}5$ и мало изменяется при дальнейшем увеличении η до 2,0.

Выбирая глубину модуляции, целесообразно учитывать сложность выполнения системы синхронизации несущих частот в приёмном устройстве. При глубине модуляции $\eta = 1{,}5$ из линейного сигнала легко выделить пакеты импульсов несущей частоты во время прохождения синхронизирующих телевизионных сигналов и использовать эти пакеты для целей синхронизации. В случае полной перемодуляции схема синхронизации значительно усложняется. При достаточно полном использовании мощности линейных усилителей канала наиболее выгодной представляется глубина модуляции 150% ($\eta \div 1{,}5$), обеспечивающая лучшее отношение сигнал/помеха и сравнительно более простую схему приёмного устройства.

8.3. Передача постоянной составляющей видеосигнала

Постоянная составляющая (средняя составляющая) видеосигнала отражает изменение средней освещённости изображения в целом и включает частоты от нуля до нескольких герц. При прохождении видеосигнала через различные видеоусилители постоянная составляющая сигнала теряется. Чтобы правильно воспроизвести общий фон изображения, нужно восстановить постоянную составляющую сигнала на входе приёмной трубки телевизора.

В телевизионном канале системы связи по коаксиальному кабелю необходимо передавать по линии постоянную составляющую сигнала в преобразованном виде. Если огибающая модулированного линейного сигнала содержит постоянную составляющую, то более эффективно используется мощность линейных усилителей канала и облегчается конструирование устройств синхронного детектирования при приёме. Восстановление постоянной составляющей видеосигнала на входе модулятора передающей станции, в том числе и в пунктах переприёма по видеочастоте, позволяет устранить низкочастотные помехи (фон переменного тока). Последние возникают из-за наводок, а также из-за недостаточно хорошей фильтрации вторичных источников питания (выпрямителей переменного тока), что вызывает паразитную модуляцию в линейных усилителях, видеоусилителях и генераторных устройствах.

Постоянная составляющая видеосигнала восстановится, если фиксировать уровень гасящих или синхронизирующих импульсов. Поэтому восстановление постоянной составляющей практически достигается введением специальных схем фиксации уровня синхроимпульсов (или гасящих импульсов).

Использование мощности линейных усилителей при передаче сигналов с фиксированным уровнем синхроимпульсов. Во время телевизионной передачи постоянная составляющая сигнала обычно изменяется очень медленно, но иногда, например, при смене кадров в случае передачи кино эти изменения могут происходить скачками. Сигнал передаётся по линии с негативной модуляцией и поэтому размах модулированного сигнала максимален во время передачи синхронизирующих импульсов (при глубине модуляции 200% размах сигнала максимален во время передачи уровня «белого» и синхроимпульсов). Если на входе модулятора передающего устройства уровень синхроимпульсов фиксируется так, что в момент прохождения синхроимпульса напряжение на входе модулятора имеет нулевой потенциал относительно «земли», то величина тока несущей частоты при отсутствии сигнала и во время прохождения синхроимпульсов будет одинакова. Размах немодулированного напряжения несущей частоты и размах модулированного сигнала (как при передаче «чёрного», так и «белого» — рис. 8.13*а*) в этом случае равны. Если уровень синхроимпульсов на входе модуля-

тора не фиксируется, то сигналы, соответствующие «чёрному» и «белому», располагаются по отношению к уровню немодулированного тока несущей частоты, так как показано на рис. 8.13*б*. Очевидно, что при неизменном размахе модулированного сигнала на выходе усилителя величина полезного сигнала значительно больше в том случае, когда постоянная составляющая видеосигнала восстановлена.

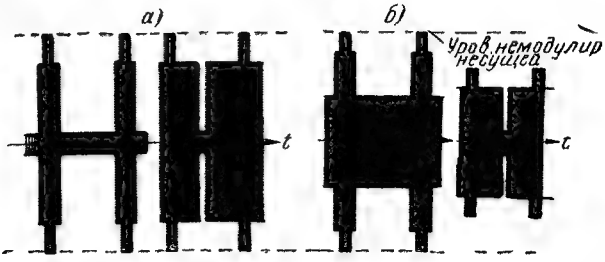


Рис. 8.13. Использование мощности усилителей:
а) с восстановлением постоянной составляющей; *б*) без восстановления постоянной составляющей

Без фиксации уровня синхроимпульсов получить перемодулированные сигналы на входе модулятора практически невозможно, так как не обеспечивается возможность изменения фазы тока несущей частоты модулированного сигнала на 180° при скачке от «чёрного» к «белому» и наоборот (см. гл. 5). Таким образом, восстановление постоянной составляющей видеосигнала на входе модулятора позволяет лучше использовать мощность линейных усилителей канала.

Упрощение устройств синхронного детектирования сигналов. В устройствах синхронизации несущих частот (см. гл. 5) на приёмной стороне ток линейной несущей частоты выделяется из линейного сигнала во время передачи импульсов синхронизации. Это выделение возможно осуществить благодаря фиксации уровня вершин синхронизирующих импульсов видеосигнала. Если уровни не фиксированы, то возможность амплитудной селекции линейного сигнала во время прохождения синхронизирующих импульсов исключается, и необходимо использовать более сложные схемы синфазирования.

Ослабление низкочастотных помех. На различных участках сложного тракта передачи телевизионных сигналов на видеосигнал накладываются помехи от тока частоты 50 *гц* и его гармоник. Часто возникают помехи в соединительных кабелях оборудования телецентров. Эти помехи особенно сказываются на магистралях большой протяжённости при организации передач с переприёмами по видеочастоте.

Их можно существенно ослабить, восстанавливая постоянную составляющую сигнала в пунктах переприёма.

Принцип действия схемы восстановления постоянной составляющей сигнала (ВПС) (рис. 8.14). Импульсный ключ K (например, управляемый диод) замыкается в строго определённые моменты на короткое время с помощью вспомогательных управляющих импульсов, частота следования которых равна частоте строк f_c. Допустим, что ключ K замыкается на время прохождения плоской части синхроимпульсов. В этом случае уровень синхроимпульса в точке *2* будет приводиться к значению E_{g0} (в частном случае, к потенциалу «земли», если $E_{g0}=0$). Если от источника поступает видеосигнал с утерянной постоянной составляющей, то в точке *2* постоянная составляющая будет восстановлена благодаря фиксации уровня синхроимпульсов.

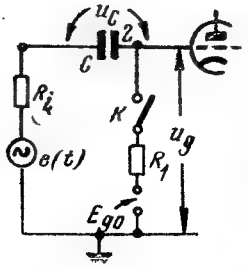


Рис. 8.14. Схема фиксатора уровня

Допустим, что на вход фиксирующей схемы поступает сумма напряжений (рис. 8.15*а*) сигнала и синусоидальной низкочастотной помехи, равная

$$e(t) = e_c(t) + e_п(t), \tag{8.26}$$

и ключ фиксатора идеален ($R_1=0$), т. е. время его замыкания бесконечно мало, а внутреннее сопротивление источников сигнала и помехи $R_i = 0$. Заряд конденсатора C при таких условиях происходит мгновенно.

Напряжения на пластинах конденсатора $u_c(t)$ и на сетке лампы $u_g(t)$ графически показаны на рис. 8.15*б* и *в*. Кривая помехи на входе параллельна «огибающей» верхушек импульсов. Напряжение на конденсаторе неизменно в течение времени между двумя замыканиями ключа K и изменяется скачкообразно в момент замыкания ключа. Напряжение на сетке лампы u_g представляет сумму значений $e(t)$ и $u_c(t)$. Из графика для $u_g(t)$ следует, что фиксатор не допускает накопления помехи от строки к строке.

На рис. 8.15*г* в несколько увеличенном масштабе показан остаток помехи $\Delta u_п$ на выходе фиксатора, содержащийся в $u_g(t)$. Очевидно, что остаток помехи $\Delta u_п$ равен нулю в моменты замыкания ключа ($t = \kappa T_c + t_0$) и возрастает к концу строки. Это напряжение состоит из остатка напряжения низкочастотной помехи (пунктирная кривая на рис. 8.15*г*) и напряжения составляющих частоты f_c и её гармоник.

Определим амплитуду остатка низкочастотной помехи. Абсолютная величина остатка помехи $\Delta u_п$ в момент времени $t = \kappa T_c +$

$+t_0+t'$ (где $\kappa T_c+t_0<t'<(\kappa+1)T_c+t_0$, как показано на рис. 8.15*г*) равна величине изменения помехи за время t'. Следовательно,

$$\Delta U_п = U_{п\,(t=\kappa T_c+t_0+t')} - U_{п\,(t=\kappa T_c+t_0)}$$

или

$$|\Delta u_п| = U_п \sin\Omega_п(\kappa T_c+t_0+t') - U_п \sin\Omega_п(\kappa T_c+t_0) =$$

$$= U_п \cdot 2\sin\frac{\Omega_п t'}{2}\cos\Omega_п\left(\kappa T_c+t_0+\frac{t'}{2}\right). \qquad (8.27)$$

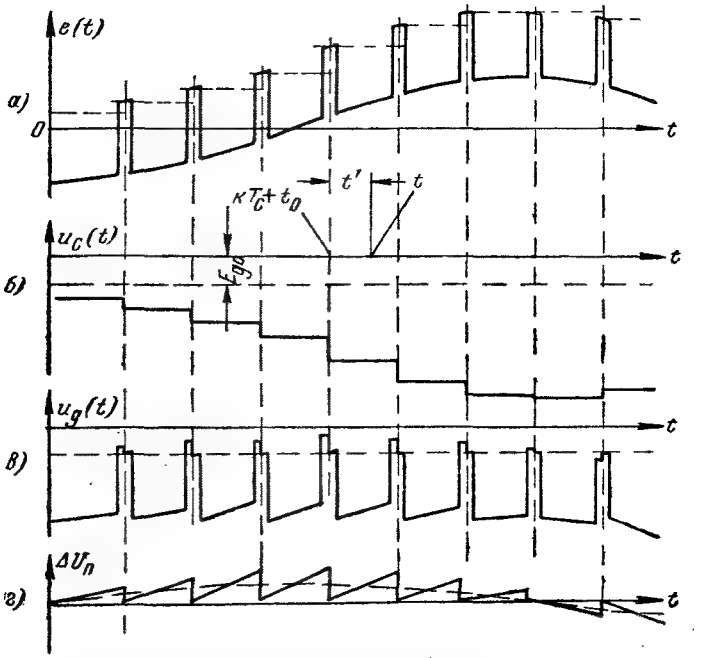


Рис. 8.15. Напряжения в схеме фиксатора уровня:
а) на входе; *б*) на конденсаторе; *в*) на выходе; *г*) напряжение остатка помехи на выходе фиксатора

Учитывая, что $t=\kappa T_c+t_0+t'$, определим максимальное значение помехи в момент времени $t'_{макс}=T_c$:

$$|\Delta U_п|_{макс} = 2U_п \sin\frac{\Omega_п T_c}{2}\cos\Omega_п\left(t-\frac{T_c}{2}\right). \qquad (8.28)$$

Согласно рис. 8.15*г* амплитуда низкочастотной составляющей помехи составляет 0,5 $(\Delta U_п)_{макс}$, т. е.

$$U_п \sin\frac{\Omega_п T_c}{2} = U_п \sin\frac{\pi F_п}{f_c} \approx U_п \frac{\pi F_п}{f_c}, \qquad (8.29)$$

так как для помехи низкой частоты $F_п \ll f_с$. Таким образом, идеальный фиксатор уровня ослабляет помеху в $f_с/\pi F_п$ раз и сдвигает помеху по фазе примерно на 90°. Чем выше частота помехи, тем меньше она ослабляется (рис. 8.16) и при $F_п = 0{,}5 f_с$ помеха не ослабляется совсем. Помехи частотой $F'_п > f_с$ не ослабляются фиксатором уровня и создают на его выходе низкочастотную помеху с частотой $F_п = F'_п - mf_с$, где $mf_с$ — ближайшая к высокочастотной помехе гармоника частоты строк.

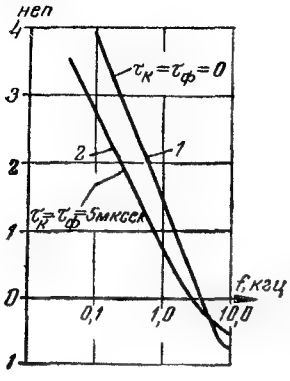


Рис. 8.16. Ослабление низкочастотных помех идеальным (кривая *1*) и реальным (кривая *2*) фиксатором уровня

Реальный фиксатор уровня характеризуется определённым значением постоянной времени $\tau_ф = (R_1 + R_i)C = RC$. Время $\tau_к$, в течение которого электронный ключ фиксатора замкнут, также имеет определённую величину. Так, например, если фиксируется вершина синхроимпульса, то время замыкания ключа $\tau_к$ равно длительности синхроимпульса (5,0 *мксек*).

Величина подавления низкочастотных помех зависит (рис. 8.16) от значения $\tau_ф$ и отношения $\tau_ф/\tau_к$. Обычно $\tau_ф \approx \tau_к$.

В идеальном фиксаторе заряд (разряд) конденсатора C происходит мгновенно и поэтому изменение «ступенчатого» напряжения на его пластинах (рис. 8.15*б*) точно соответствует изменению помехи за предыдущую строку (с обратным знаком). В реальном фиксаторе заряд или разряд конденсатора происходит в течение времени $\tau_к$ (пока ключ замкнут). Низкочастотная помеха в нём ослабляется меньше, чем в идеальном фиксаторе уровня (помеха 50 *гц* ослабляется примерно в 15—20 раз, рис. 8.16).

Рассмотрим некоторые схемы фиксации уровня. Простая (неуправляемая) фиксирующая схема представляет собой пиковый детектор (рис. 8.17*а, б*). Роль электронного ключа в ней выполняет диод $Д$, который отпирается самим видеосигналом (синхронизирующими импульсами). При этом искажается форма синхроимпульсов, и поэтому указанная схема для аппаратуры коаксиального кабеля непригодна. Она может работать от видеосигнала размахом не менее нескольких вольт и используется в телевизорах, где искажение формы синхроимпульсов не имеет существенного значения.

В оконечной аппаратуре телевизионного канала используются обычно управляемые схемы ВПС, в которых электронный ключ содержит два (рис. 8.17*в*) или четыре диода (рис. П.5). Специальная схема генерации управляющих импульсов формирует два раз-

неполярных импульса, синхронных со строчными синхроимпульсами видеосигнала. Управляющие импульсы во время прохождения синхроимпульсов строк через конденсаторы C_1, C_2 отпирают диоды «ключа», в результате чего сетка лампы $Л$ приобретает потенциал E (в частности, потенциал «земли», если $E = 0$). Поэтому вершины синхроимпульсов сигнала на сетке лампы «привязаны» к уров-

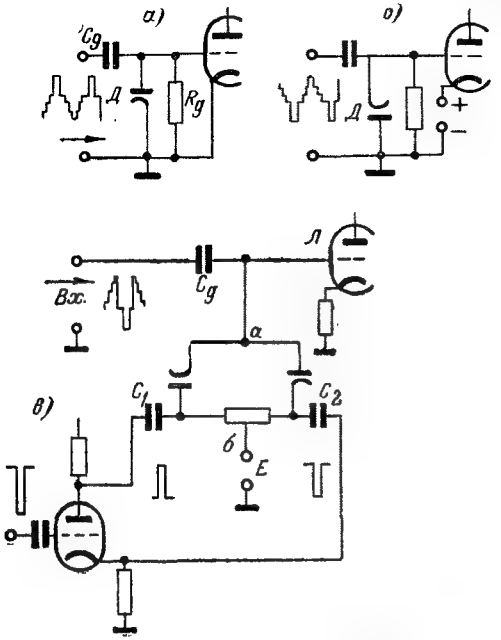


Рис. 8.17. Схемы фиксации уровня:
а, б) неуправляемые; *в*) управляемые

ню E. Во время прохождения строки из-за разряда конденсаторов C_1, C_2 диоды запираются и препятствуют разряду конденсатора C_g. Обе диодные схемы (рис. 8.17*в* и рис. П.5) имеют вид «моста». Если мост сбалансирован, то управляющие импульсы, амплитуда которых обычно составляет несколько вольт, не создают разности напряжений между точками «*а, б*» и к передаваемому видеосигналу ничего не добавляют.

8.4. Выбор несущей частоты телевизионного канала и основной контрольной частоты в системе связи по коаксиальному кабелю

На помехозащищённость систем связи по коаксиальному кабелю влияет правильный выбор значений линейной несущей частоты

телевидения и основной контрольной частоты системы. Мощный ток несущей частоты $f_л$, взаимодействуя с токами телефонных сигналов (см. гл. 7), может вызвать довольно сильные помехи в верхних каналах телефонии. В канале телевидения ток несущей частоты создаёт часть мощности основной помехи $2f_л$. Определяя значение линейной несущей частоты $f_л$, целесообразно учитывать следующее.

Помеха $2f_л$ в канале телевидения после демодуляции образует в видеоспектре помеху частоты $f_л$. Визуальный эффект помехи будет наиболее слабым, если

$$f_л = \left(\kappa + \frac{1}{2}\right) f_с, \tag{8.30}$$

и помеха находится на середине между двумя гармониками частоты строк.

При передаче телефонных сигналов существенные те помехи $f_л - f_{телеф}$, в образовании которых участвуют наиболее мощные составляющие спектра телефонного сигнала. Неравномерность частотных характеристик чувствительности используемых микрофонов, в основном, определяет неравномерное распределение мощности линейного телефонного сигнала в его полосе частот. На выходе телефонного аппарата мощность разговорного тока сосредоточена, главным образом, в области 1000 *гц*, с небольшими отклонениями на 100÷200 *гц* в обе стороны. Поэтому, если в линейном спектре передаются нижние боковые полосы от виртуальных частот телефонии (кратных 4 *кгц*), то основная мощность телефонных токов располагается в областях спектра вокруг частот

$$(f_{вирт} - 1000)\ гц = (4000q - 1000)\ гц,$$

где q — целое число.

Выбирая линейную несущую частоту телевизионного канала равной

$$f_л = (4000\ p - 1000)\ гц, \tag{8.31}$$

где p — целое число, можно добиться такого положения, когда наиболее мощные помехи $f_л - f_{телеф}$ будут попадать в области виртуальных частот телефонных каналов и значительно ослабятся канальными фильтрами. Кроме того, акустический эффект помехи в каждом телефонном канале будет слабее, поскольку она находится на краю спектра частот телефонного канала. Таким образом, желательно, чтобы значение $f_л$ по возможности больше соответствовало выражениям (8.30) и (8.31).

Чтобы диаграмма уровней высокочастотного тракта и его частотные характеристики сохранялись во времени в пределах извест-

ных норм, предусматривается ряд контрольных частот. Токи контрольных частот, находящиеся в телевизионном канале, в месте приёма и в пунктах выделения сигналов телевидения подавляются с помощью заграждающих (режекторных) кварцевых фильтров.

Токи контрольных частот могут создавать помехи в канале телевидения как за счёт прямого прохождения, так и в результате их нелинейного взаимодействия, например, с током линейной несущей частоты. Токи контрольных частот (кроме основной контрольной частоты) имеют сравнительно низкие уровни, поэтому достаточно учесть влияние прямого прохождения этих токов и искажений, вносимых режекторными кварцевыми фильтрами. Значения контрольных частот целесообразно выбрать на расстояниях $(n + 0{,}5)f_с$ от линейной несущей частоты $f_л$. Это ослабляет эффект помехи и, следовательно, облегчает требования к режекторным кварцевым фильтрам.

Нелинейное взаимодействие имеет смысл учитывать для основной контрольной частоты $f_к$. Частоту $f_к$ желательно выбрать с достаточно высоким уровнем, так как это позволяет упростить приёмники контрольной частоты, расположенные на необслуживаемых усилительных пунктах с ограниченной мощностью питания.

Для лучшей работы системы автоматического регулирования желательно выбрать основную контрольную частоту $f_к$ вблизи верхнего края рабочего спектра частот магистрали. Если в дальнейшем предполагается передача цветного телевидения, то при выборе основной контрольной частоты важно учитывать положение цветовой поднесущей. В видеоспектре эта поднесущая $f_{цв} \approx 4{,}43$ *Мгц*, причём $f_{цв} = (m + 0{,}5)f_с$. На линии цветовая поднесущая $f_{л.цв} = f_л + f_{цв}$. В этом случае контрольную частоту следует выбирать между $f_л$ и $f_{л.цв}$, однако желательно ближе к $f_{л.цв}$. Помеха от прямого прохождения тока контрольной частоты в канал яркости будет менее заметна, если частота $f_к$ удалена от $f_л$ и её значение приближается к значению $f_к = f_л + (n + 0{,}5)f_с$.
В цветном канале помеха будет слабее, если частота $f_к$ более удалена от $f_{л.цв}$ и её значение близко к значению $f_к = f_л + nf_с$.

Нелинейная помеха частоты $f_к - f_л$ может оказаться сильнее помехи от прямого прохождения тока частоты $f_к$ в канал телевидения. Визуальный эффект такой помехи будет минимальным, если $f_к = 2f_л + (n + 0{,}5)f_с$.

Необходимо отметить, что выбор частот $f_л$ и $f_к$ указанным способом обеспечит ожидаемый эффект в канале телевидения в том случае, когда частота строк видеосигнала в достаточной мере стабилизирована.

ГЛАВА 9

КОРРЕКТИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ТЕЛЕВИЗИОННОМ КАНАЛЕ

Значительные искажения амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик телевизионного канала (см. гл. 2) приводят к существенным искажениям формы передаваемых видеосигналов и к появлению дополнительных мешающих сигналов (эхосигналов). Поэтому предусматривается необходимая коррекция этих характеристик и возможность сохранения заданной точности корректирования во времени. Фазо-частотная характеристика высокочастотного тракта корректируется только в телевизионном канале.

Частотная неравномерность затухания кабеля с известной точностью компенсируется частотной характеристикой усиления линейного усилителя. На магистрали большой протяжённости включается несколько сотен таких усилителей. Допустимые искажения частотной характеристики затухания телевизионного канала в области видеочастот ниже 1,0 *Мгц* составляют ± 1 *дб*. Разделить эту норму между всеми усилителями тракта невозможно, так как требования к точности характеристик усилителей будут практически невыполнимы. Поэтому усилители изготовляются только партиями. Технология изготовления партий такова, что при неравномерности усиления ± 1 *дб* в одном усилителе обеспечивается меньшее среднее отклонение для всей партии усилителей (20—30 шт.). Таким образом, остаётся частотная неравномерность характеристик высокочастотного тракта, обусловленная средними отклонениями для партий усилителей, наличием в тракте фильтров, фазовых и амплитудных корректоров, «плоских» усилителей на обслуживаемых пунктах и погрешностями характеристик кабеля.

Эти искажения (монотонного и колебательного характера) состоят из регулярных и нерегулярных. Регулярные амплитудно-частотные искажения устраняются путём включения постоянных амплитудных корректоров (рис. 9.1). Последние составляются из отдельных звеньев и устанавливаются на обслуживаемых усилительных пунктах.

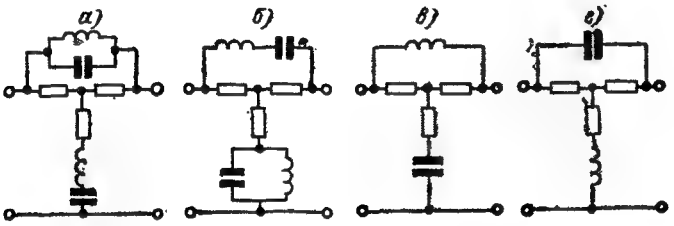


Рис. 9.1. Амплитудные контуры:
а, *б*) резонансные; *в*, *г*) апериодические

Фазовые искажения телевизионного канала обусловлены, главным образом, частотной неравномерностью времени распространения колебаний в кабеле (см. § 5.1). Линейные усилители компенсируют лишь определённую часть этих искажений. Остальная часть искажений, а также фазовые искажения элементов аппаратуры высокочастотного тракта корректируются с помощью фазовых корректоров. Так, например, в аппаратуре К-1920 предусмотрены постоянные и переменные (с перепайкой элементов) фазовые корректоры, позволяющие выравнивать фазовые характеристики участков магистрали, содержащих 7 ± 5, 15 ± 5, 22 ± 5 и 30 ± 5 усилительных участков.

Фазовые корректоры составляются из фазовых звеньев, содержащих только реактивные сопротивления (L, C). В общем виде фазовое звено представляет скрещённую реактивную схему (рис. 9.2*а*), сложность которой определяется числом элементов в плече. При $Z_1 Z_2 = R^2 = \text{const}$ и при отсутствии активных потерь в L и C, затухание схемы равно нулю, характеристическое сопротивление $Z_c = R$, а фазовая характеристика определяется выражением $b = 2 \operatorname{arctg} \frac{|Z_1|}{R}$. В фазовых корректорах практически используются неуравновешенные перекрытые мостовые звенья (рис. 9.2*б, в, г*), эквивалентные скрещённой схеме с двумя элементами в каждом плече. Так, например, для постоянных фазовых корректоров в аппаратуре К-1920 используются звенья, изображённые на рис. 9.2*в*. Реальные звенья вносят некоторое затухание (из-за потерь в индуктивностях), причём частотная характеристика этого затухания напоминает частотную характеристику группо-

вого времени. Затухание сложного корректора с увеличением частоты возрастает и поэтому к нему придаётся дополнительно небольшой амплитудный корректор.

Переменный фазовый корректор системы К-1920 содержит десять каскадно включённых фазовых звеньев (два звена, показанных на рис. 9.2*д*, и восемь звеньев, показанных на рис. 9.2*е*) с оди-

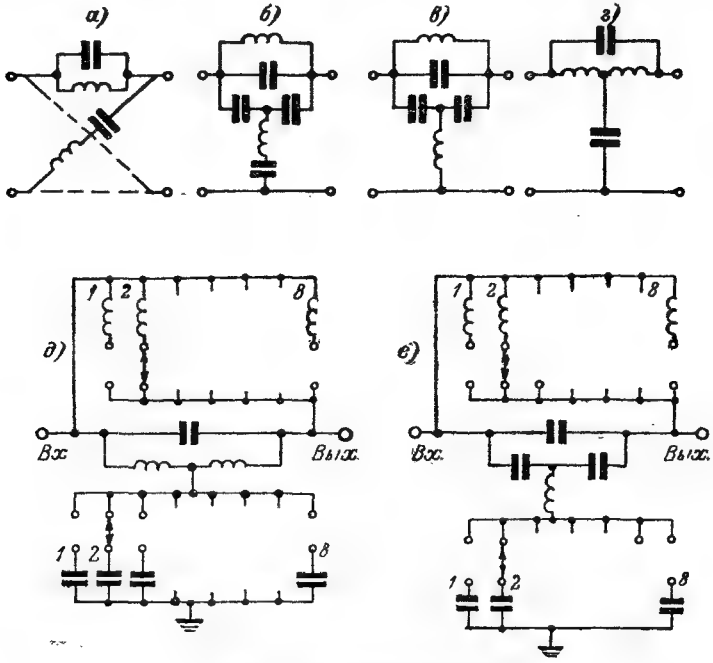


Рис. 9.2. Фазовые контуры:
а, б, в, г) постоянные; *д, е*) переменные

наковым максимальным временем замедления $\tau = 0{,}4$ *мксек*. Максимумы отдельных звеньев (рис. 9.3) распределены через 1 *Мгц*, начиная от частоты 1 *Мгц*, и суммарное групповое время корректора при средних значениях L, C звеньев составляет примерно 1 *мксек*. Изменяя L и C отдельных звеньев путём перепайки, можно сдвигать максимум группового времени любого звена. Этим обеспечивается возможность корректирования регулярных искажений группового времени порядка 0,5÷0,7 *мксек* с точностью до 0,05 *мксек*.

Разброс фазовых характеристик участков кабеля, характеристик фазовых корректоров, усилителей и других элементов аппаратуры приводит к появлению нерегулярных фазовых искажений, которые могут существенно влиять на качество передачи.

Таким образом, имеют место нерегулярные искажения частотных характеристик затухания и группового времени. Поскольку эти искажения образуются как в цепях минимально-фазового типа (где характеристики затухания и фазовые связаны однозначно), так и в цепях неминимально-фазового типа, то в общем случае связь между нерегулярными амплитудно-частотными и фазо-частотными искажениями неоднозначна. Каждую из этих характеристик в спектре видеочастот можно с известной точностью представить в виде суммы конечного ряда тригонометрических функций (косинусоид — для амплитудно-частотных и синусоид — для фазо-частотных характеристик). Косинусоидальное изменение коэффициента передачи (при линейной фазовой характеристике) приводит к появлению двух однополярных дополнительных сигналов (однополярных эхо-сигналов) (см. гл. 2). Один из них — отстаёт, а второй — опережает полезный сигнал. Небольшое синусоидальное искажение фазовой характеристики (при неизменном коэффициенте передачи) вызывает появление разнополярных эхо-сигналов. В минимально-фазовой схеме искажения затухания и фазы одновременны и приводят к появлению только запаздывающих дополнительных эхо-сигналов (например, в результате отражений в кабеле). Устройство, которое, пропуская полезный сигнал практически без искажений, создаёт также дополнительные сигналы, совпадающие по времени и противоположные по знаку эхо-сигналам, возникающим из-за нерегулярных искажений частотных характеристик телевизионного канала, способно корректировать переходные характеристики, а следовательно, и частотные характеристики канала.

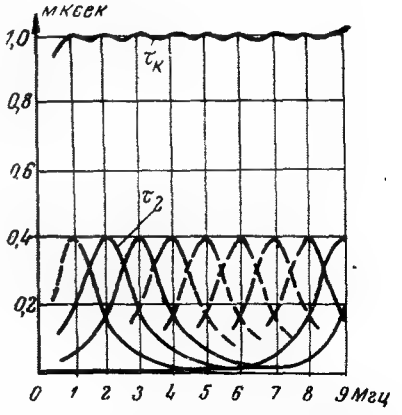


Рис. 9.3. Групповое время замедления переменного корректора при установке всех звеньев на среднюю частоту

В системах связи по коаксиальному кабелю используются два вида регулируемых корректоров, способных создавать корректирующие сигналы: гармонический корректор, корректирующий как опережающие, так и запаздывающие эхо-сигналы, и косинусный корректор, корректирующий только запаздывающие эхо-сигналы.

Гармонический корректор (рис. 9.4) содержит линию задержки сигнала, состоящую из отдельных звеньев, с отводами от каждого звена. Величина задержки одного звена $\tau_з = 1/2F_m = \frac{1}{2} \cdot 6 \cdot 10^6 =$ $= 0{,}083$ *мксек* равна длительности фронта переходной характери-

стики идеального видеотракта с граничной частотой 6 *Мгц*. Поступающий на вход линии задержки основной сигнал задерживается на τ_1 *мксек* (рис. 9.4). Корректирующие сигналы могут сниматься с отводов всех звеньев линии задержки. Каждый корректирующий сигнал образуется путём задержки полезного сигнала на необходимое время (меньшее, или большее τ_1), регулировки

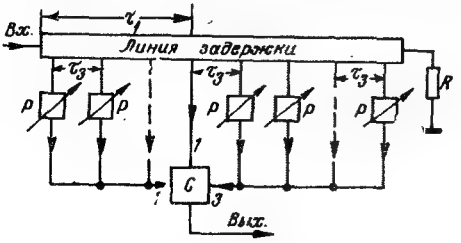


Рис. 9.4. Блок-схема гармонического корректора:

1 — отвод основного сигнала; *2* — опережающие корректирующие сигналы; *3* — отстающие корректирующие сигналы; *C* — суммирующее устройство

его амплитуды и установления необходимой полярности в регуляторе *P*. Выбирая корректирующие сигналы, которые лучшим образом компенсируют мешающие эхо-сигналы, и суммируя их с основным сигналом, можно в известной степени очистить полезный сигнал от мешающих эхо-сигналов.

Гармонический корректор способен корректировать только дополнительные эхо-сигналы, амплитуды которых в несколько раз слабее амплитуды полезного сигнала. Поясним это примером.

Допустим, что в результате искажений на линии, поступающий на вход корректора сигнал содержит (рис. 9.5), кроме полезного сигнала, два эхо-сигнала, смещённых на $\pm t_1$ *сек* по отношению к полезному сигналу (см. гл. 2). Пусть амплитуда полезного сигнала равна единице, амплитуды эхо-сигналов равны $K<1$. Предположим также, что $t_1 = n\tau_з$, где n — целое число, а $\tau_з$ — время задержки одного звена корректора. В этом случае корректирующие сигналы должны быть смещены по отношению к полезному сигналу на $\pm n\tau_з$ *сек*, амплитуды корректирующих сигналов должны быть равны K, а полярности противоположны полярностям эхо-сигналов. В результате компенсации (рис. 9.5) мешающие сигналы устраняются на расстояниях $\pm t_1$ от полезного сигнала, но появляются более слабые (с амплитудой K^2) мешающие сигналы на расстояниях $\pm 2t_1$ от полезного сигнала.

Согласно существующим нормам амплитуда эхо-сигналов может составлять не более 5% от амплитуды полезного сигнала. Например, если $K \leqslant 0{,}2$, то $K^2 \leqslant 0{,}04$ и дополнительными сигналами

на расстояниях $2t_1$ от полезного сигнала можно пренебречь. Если $K = 0{,}3$, то $K^2 = 0{,}09$ и для корректирования остаточных сигналов с амплитудами K^2 потребуется использовать ещё пару отводов линии задержки. Точность корректирования определяется числом звеньев линии задержки корректора.

Амплитуда каждого корректирующего сигнала и его полярность регулируются отдельным регулятором. Поэтому гармонический корректор позволяет корректировать как фазо-частотные, так и амплитудно-частотные искажения канала. Если в гармоническом корректоре использовать только запаздывающие корректирующие сигналы (отключив опережающие), то он способен корректировать одновременно искажения затухания и фазы всех элементов минимально-фазового типа в канале.

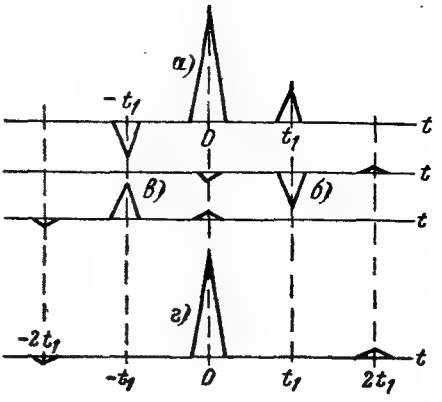


Рис. 9.5. Сигналы на входе и выходе корректора:
а) входной; *б, в*) корректирующие; *г*) выходной

В используемых на практике корректорах предусматривается возможность получения бо́льшего числа запаздывающих корректирующих сигналов, чем опережающих (например, 24 запаздывающих и 12 опережающих в корректоре аппаратуры К-1920). Гармонический корректор устанавливается на оконечной приёмной станции. Искажения корректируются при передаче испытательного сигнала № 2 (рис. П.10*б*), содержащего синус-квадратный импульс и прямоугольный импульс. При настройке корректора указанные импульсы наблюдаются на осциллоскопе на выходе приёмной станции. Гармонический корректор можно использовать как для спектра линейных частот, так и для спектра видеочастот. В последнем случае его применяют в видеотракте любой телевизионной аппаратуры.

В качестве звена линии задержки можно использовать фильтр нижних частот с частотой среза, находящейся достаточно далеко за спектром рабочих частот. Фазовая характеристика звена в области рабочих частот практически должна быть линейной.

Косинусный корректор [1]) (рис. 9.6) состоит из ряда каскадно соединённых ячеек. Количество ячеек определяет число корректи-

[1]) Название «косинусный» объясняется тем, что каждая ячейка корректора обеспечивает косинусоидальную амплитудно-частотную характеристику и возможность регулировки величины колебания этой характеристики.

рующих сигналов, обеспечиваемых корректором. В аппаратуре К-1920 корректоры состоят из 12 или 24 ячеек. Одна ячейка (рис. 9.6*б*) представляет собой удлинитель, у которого одной частью параллельного сопротивления является входное сопротивление линии задержки. Последняя состоит из звеньев задержки и

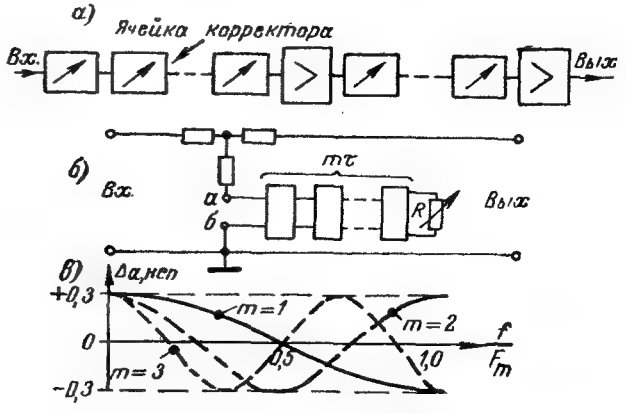


Рис. 9.6. Косинусный корректор:
а) блок-схема; *б*) схема ячейки корректора; *в*) характеристики затухания первых трёх ячеек корректора

нагружена на потенциометр. Время задержки каждого звена равно $\tau_з = 1/4F_m$. Регулируя сопротивление нагрузки, можно получать в точках *а, б* отражённый сигнал, отстающий во времени от основного сигнала на $m/2F_m$ *сек* (m — число звеньев линии задержки). Отражённый сигнал суммируется с основным сигналом и используется для компенсации мешающего отстающего эхосигнала.

Линия задержки первой ячейки корректора содержит одно звено, линия задержки m-ой ячейки содержит m звеньев и т. д.

Отклонения частотной характеристики затухания каждой ячейки (от постоянной величины затухания удлинителя при условии согласованной нагрузки линии задержки) представляет кривую, близкую к косинусоиде (рис. 9.6*в*), с числом колебаний в рабочем спектре частот, равным половине числа звеньев линии задержки данной ячейки.

Затухание ячеек компенсируется включением усилителей с «плоскими» характеристиками усиления. В аппаратуре К-1920 один усилитель включается на 6 ячеек корректора. В качестве звена линий задержки используется фазовый контур. Косинусный корректор одновременно корректирует амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики и поэтому способен устранять искаже-

ния из-за отражений в кабеле и нерегулярные искажения минимально-фазовых схем аппаратуры. Косинусный корректор устанавливается на обслуживаемых усилительных пунктах и может быть использован для корректирования как сигналов телефонии, так и сигналов телевидения. Функции косинусного корректора в принципе мог бы выполнять гармонический корректор с одними лишь запаздывающими корректирующими сигналами. Он требовал бы в несколько раз меньшее число звеньев для линии задержчи, чем косинусный корректор. Однако в гармоническом корректоре, где сложение основного и корректирующих сигналов производится с помощью усилителей, трудно обеспечить необходимую высокую линейность, и поэтому его нельзя включать в линейный тракт на обслуживаемых усилительных пунктах. Для этого можно использовать такой гармонический корректор, в котором сложение основного сигнала с корректирующими сигналами производится с помощью пассивных элементов. В косинусном корректоре ячейки соединяются каскадно с обычными усилителями передачи, обладающими высокой линейностью, и поэтому косинусные корректоры мало влияют на нелинейность тракта в целом. Чтобы косинусный корректор обладал практически неизменным входным сопротивлением, он должен содержать фазовые звенья как в параллельном, так и в последовательном плече, что значительно усложняет и удорожает его.

ГЛАВА 10

УРОВЕНЬ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Правильный выбор уровня передачи телевизионного сигнала позволяет лучше использовать возможности линейных усилителей системы связи по коаксиальному кабелю. При раздельной передаче по коаксиальной паре телевизионных сигналов и сигналов телефонии уровень передачи сигналов телевидения «снизу» ограничивается флуктуационными помехами, а «сверху» — перегрузкой или нелинейностью усилителей канала. При совместной передаче сигналов телефонии и телевидения уровень передачи телевидения выбирают с учётом взаимных нелинейных помех в каналах телефонии и телевидения.

Величина «взвешенных» флуктуационных помех телевизионного канала на выходе высокочастотного тракта определяется:

1) номинальным уровнем помех в рабочей полосе частот телевизионного сигнала на выходе линейного усилителя системы $P_{ш.ус}$;

2) ослаблением помех (см. § 4.2), вносимым взвешивающим контуром $a_к$. Величина ослабления помех в результате «взвешивания» определяется частотной характеристикой помехи на выходе усилителя;

3) увеличением помех вследствие возможных температурных изменений затухания кабеля $\Delta P_{ш.т}$;

4) увеличением помех вследствие неточности установки диаграммы уровней $\Delta P_{ш.у}$;

5) увеличением помех вследствие разброса длин усилительных участков $\Delta P_{ш.д}$;

6) числом усилителей в канале N.

Следовательно, уровень флуктуационной помехи на выходе канала

$$P_{\text{ш.к}} = (P_{\text{ш.ус}} - a_{\text{к}}) + \Delta P_{\text{ш.т}} + \Delta P_{\text{ш.у}} + \Delta P_{\text{ш.д}} + \ln N. \qquad (10.1)$$

Степень увеличения помех из-за температурных изменений затухания кабеля практически зависит от величины затухания, вносимого участком кабеля на линейной несущей частоте телевизионного канала $a_{\text{нес}}$, от температурного коэффициента затухания кабеля $t_{\text{к}}$, а также от наличия автоматической регулировки усиления на каждом усилителе. Если температурные изменения затухания кабеля компенсируются в каждом усилителе, то приращение помехи при изменении температуры на ΔT

$$\Delta P_{\text{ш.т}} = \Delta T t_{\text{к}} a_{\text{нес}} \qquad (10.2)$$

и практически не превосходит 0,1 *неп.*

Увеличение помехи из-за неточности установки диаграммы уровней и неточности работы АРУ также может повысить уровень шумов на 0,05÷0,1 *неп.*

Повышение уровня помехи вследствие разброса длин усилительных участков зависит от величины допускаемого в системе разброса длин. Если вследствие разброса длин участков имеется разброс затуханий участков на несущей частоте телевидения $\pm\Delta a$ *неп*, и если допустить, что половина участков имеет максимальную длину, а половина — минимальную, то увеличение помехи составит

$$\Delta P_{\text{ш.д}} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{2} \left(e^{2\Delta a} + e^{-2\Delta a} \right). \qquad (10.3)$$

Практически увеличение помехи меньше, поскольку распределение длин участков ближе к равномерному. В современных системах допустимый разброс длин участков невелик (5%—10%) и поэтому $\Delta P_{\text{ш.д}}$ меньше 0,1 *неп.*

Под уровнем передачи телевизионного сигнала понимают уровень (по мощности) синусоидального тока, размах которого равен размаху линейного телевизионного сигнала. Минимально допустимый уровень передачи телевизионного сигнала при совместной передаче телефонных и телевизионного сигналов и наличии предыскажения на несущей частоте телевидения

$$P_{\text{пер}} = P_{\text{ш.к}} + a_{\text{ш.л}} - \ln \eta - S_1 + \Delta P_{\text{ш.н}}, \qquad (10.4)$$

где $P_{\text{ш.к}}$ — уровень взвешенной помехи на выходе высокочастотного тракта,

$a_{ш.л}$ — норма на помехи в линии, определяемая из норм, предусмотренных МККТТ для магистрали длиной 2500 *км* (57 *дб* или 6,55 *неп*), плюс необходимый запас на помехи оконечной аппаратуры 0,2 *неп*,

η — глубина модуляции линейного сигнала,

S_1 — изменение помехи предыскажением (см. рис. 8.6),

$\Delta P_{ш.н}$ — увеличение помех за счёт нелинейных помех от взаимодействия сигналов телевидения и телефонии.

При передаче только телевизионного сигнала $\Delta P_{ш.н} = 0$. В этом случае максимально допустимый уровень передачи определяется уровнем перегрузки и нелинейностью усилителей. Уровень передачи должен быть ниже уровня перегрузки, по крайней мере, на 0,3 *неп*. Кроме того, нелинейная помеха частоты $2f_л$ не должна превышать допустимой величины, установленной МККТТ для помех фиксированной частоты. При этом обязательно следует учитывать запас порядка 0,2 *неп* на помеху $2f_л$, возникающую в оконечной аппаратуре телевизионного канала. Расчёты показывают, что уровень суммарной помехи частоты $2f_л$ (комбинационной и гармоники) несколько ниже уровня гармоники $2f_л$ при передаче на линии немодулированного тока несущей частоты. С учётом этого, максимально-допустимый уровень передачи сигналов телевидения в системе без предыскажения не должен превышать

$$P'_{пер} \leqslant a_{г2.0} - a_п - \frac{1}{2}\ln N - \ln\frac{1}{0{,}35\,\eta}, \qquad (10.5)$$

где $a_{г2.0}$ — затухание второй гармоники $2f_л$ на выходе усилителя при нулевом уровне первой гармоники $f_л$,

N — число усилителей на магистрали длиной 2500 *км*,

η — глубина модуляции (оптимальное значение $\eta = 1{,}5$),

$a_п$ — норма на помеху частоты $f_л$.

Если уровень передачи, определённый согласно (10.5), ниже уровня, определённого по ф-ле (10.4), то необходимо или увеличить линейность усилителей ($a_{г2.0}$), или ввести предыскажение сигнала [1]). Предыскажение на несущей частоте глубиной a_0 *неп* (см. 8.1) позволяет повысить уровень передачи сигнала на $(2a_0 - S_1)$ *неп*. Предыскажение в области $2f_л$ хотя и позволяет повысить уровень передачи на значительно меньшую величину, но зато не ухудшает спектральную характеристику флуктуационных помех магистрали.

В системах совместной передачи сигналов телефонии и телевидения минимально допустимый уровень передачи сигналов телевидения определяется согласно (10.4), причём $\Delta P_{ш.н}$ ориентировочно принимается равным (0,3÷0,35) *неп*.

---

[1]) При отсутствии предыскажения величины S_1 в ф-ле (10.4) не будет.

Величина нелинейных помех от телевидения в нижних телефонных группах (помехи вида nf_c — см. гл. 7) определяет минимально допустимый уровень передачи телефонных каналов, а следовательно, (при известной характеристике нелинейности усилителей) и величину помех $\Delta P_{ш.н}$, вносимую в канал телевидения вследствие взаимодействия сигналов телевидения и телефонии.

Загрузка усилителей при совместной передаче сигналов определяется, главным образом, суммарной мощностью телефонных сигналов. Если при передаче только телефонных сигналов перегрузка усилителей допускается в течение 1% рабочего времени, то при совместной передаче сигналов телефонии и телевидения перегрузка усилителей допускается в течение 0,01÷0,02% времени передачи. Поэтому необходимо иметь достаточный запас (порядка 0,4—0,5 *неп*) мощности линейных усилителей. Повышение уровня передачи телевидения выше уровня, определённого согласно (10.4) в таких системах, по-видимому, нецелесообразно.

Приложение 1

АППАРАТУРА ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ СИСТЕМЫ УПЛОТНЕНИЯ К-1920

В системе уплотнения К-1920 передача телевизионного сигнала на линии производится в спектре частот 1,891÷8,491 *Мгц*. Линейная несущая частота телевизионного канала $f_л$ равна 2,491 *Мгц*. Остаток нижней боковой полосы равен 600 *кгц* (10% от верхней боковой полосы). Значение линейной несущей частоты выбрано, исходя из условий меньшего визуального эффекта помехи $2f_л$ в канале телевидения и помех $f_л - f_{теле ф}$ в каналах телефонии (см. § 8.4).

Линейный сигнал звукового сопровождения занимает полосу частот от 273,03 до 288,0 *кгц*. Передача осуществляется одной боковой полосой (верхней) при виртуальной несущей частоте 273 *кгц*. Выбор линейного спектра сигнала звукового сопровождения ниже спектра сигналов телефонии определился возможностями разделения всех трёх передаваемых сигналов на оконечных станциях. Значение виртуальной несущей частоты 273 *кгц* выбрано с учётом взаимных помех вида $f_л \pm f_{зв.сопр.}$ в канале телевидения и помехи nf_c в канале звукового сопровождения.

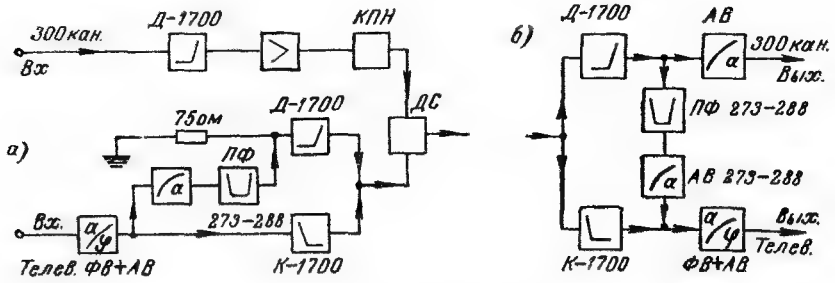


Рис. П.1. Блок-схема сложения (*а*) и разделения (*б*) сигналов телефонии и телевидения: *КПН* — контур предварительного наклона в телефонном тракте

Линейные сигналы телевидения и звукового сопровождения объединяются на передающей станции (в междугородной аппаратной телецентра) с помощью фильтров ДК-0,4 *Мгц* и по соединительной коаксиальной линии «Телецентр — Междугородная телефонная станция» (ТЦ—МТС) поступают на МТС. Здесь эти сигналы складываются (рис. П.1*а*) с сигналами 300 телефонных каналов, и суммарный сигнал (после необходимого усиления) подаётся на вход аппаратуры линейного тракта магистрали. В аппаратуре линейного тракта с помощью квар-

цевого фильтра контрольных частот устраняются составляющие телевизионного сигнала из весьма узких областей спектра вокруг контрольных частот 5974 *кгц* и 8544 *кгц*, что позволяет ввести токи этих контрольных частот в состав линейного сигнала.

После введения токов контрольных частот линейный сигнал подаётся на вход высокочастотного тракта магистрали.

В аппаратуре МТС на приёмной стороне токи контрольных частот подавляются аналогичными кварцевыми фильтрами. Затем сигнал телевидения отделяется от сигналов телефонии и звукового сопровождения с помощью фильтров ДК-1700 *кгц*. Сигнал звукового сопровождения через полосовой фильтр *ПФ* 273 ÷ 288 *кгц* (рис. П.1*б*) суммируется с линейным сигналом телевидения, и оба сигнала поступают по соединительной линии МТС—ТЦ в междугородную аппаратную телецентра. В аппаратуре приёмной станции сигналы телевидения и звукового сопровождения усиливаются и затем разделяются с помощью фильтров ДК-0,4 *Мгц*.

Преобразование исходного видеосигнала в линейный телевизионный сигнал (рис. П.2) производится с помощью двух ступеней преобразования частоты, поскольку спектр частот исходного видеосигнала (0,05 *кгц* ÷ 6000 *кгц*) в значительной мере перекрывает спектр частот линейного сигнала (1891 *кгц*—8491 *кгц*). Напряжение первой несущей частоты $f_1 = 15{,}509$ *Мгц* модулируется напряжением видеосигнала. Полосовой фильтр выделяет токи нижней боковой полосы (рис. П.2*а*), ток несущей частоты f_1 и токи остатка верхней боковой полосы частот модулированного сигнала. Этот сигнал (в промежуточном спектре частот 9,509 ÷ 16,109 *Мгц*) во втором модуляторе взаимодействует с током второй несущей частоты $f_2 = 18$ *Мгц*. Токи нижней боковой полосы от несущей частоты (рис. П.2*б*) находятся в спектре линейных частот телевизионного сигнала. Они выделяются полосовым формирующим фильтром, имеющим кососимметричную характеристику коэффициента передачи в области формирования (1,891 ÷ ÷ 3,091 *Мгц*) и хорошо скорректированную фазовую характеристику. На выходе формирующего фильтра выделяется линейный сигнал с соответствующим соотношением амплитуд токов верхней и нижней боковых полос (рис. П.2*б*). Величина тока линейной несущей частоты определяет глубину модуляции линейного телевизионного сигнала.

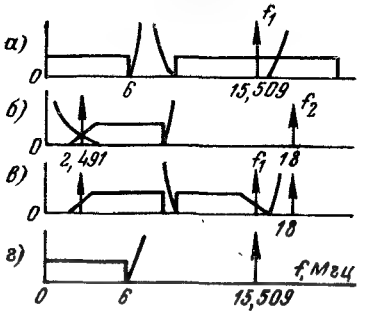


Рис. П.2. Преобразование спектров на оконечных станциях системы К-1920

На приёмной стороне линейный сигнал (полоса частот 1,891—8,491 *Мгц*) переносится в спектр промежуточных частот (9,509 ÷ 16,109 *Мгц*) в первом демодуляторе путём взаимодействия с напряжением несущей частоты $f_2 = 18$ *Мгц* (рис. П.2*в*). Окончательная демодуляция сигнала производится с помощью напряжения несущей частоты $f_1 = 15{,}509$ *Мгц* во втором демодуляторе.

Вторая несущая частота f_2 берётся больше частоты f_1, при этом в рабочую полосу частот попадает минимальное число помех нелинейного происхождения, возникающих во втором модуляторе и в первом демодуляторе. На выходах второго модулятора и первого демодулятора, кроме полезных токов, возникают нелинейные помехи, попадающие в промежуточный спектр частот (см. § 7.4). Эти помехи неизбежны, если линейная несущая частота телевизионного канала $f_л$ значительно ниже высшей передаваемой частоты видеосигнала F_m. При соотношении $f_1 > f_2$ могут появиться и другие мощные помехи. В аппаратуре К-1920 номинальная глубина модуляции линейного сигнала равна 150% ($\eta = 1{,}5$).

Вторая ступень демодуляции представляет собой синфазный демодулятор, в котором с достаточно высокой точностью (порядка 1,5°) поддерживается синфазность несущих частот.

Для преобразования сигнала звукового сопровождения в линейный сигнал с помощью несущей частоты $f_{зв}=273$ *кгц* используется фазоразностная схема (рис. П.3), позволяющая выделить токи верхней боковой полосы частот, подавив ток несущей частоты и токи нижней боковой полосы частот. Аналогичная фазоразностная схема используется и на приёмной стороне для демодуляции линейного сигнала звукового сопровождения.

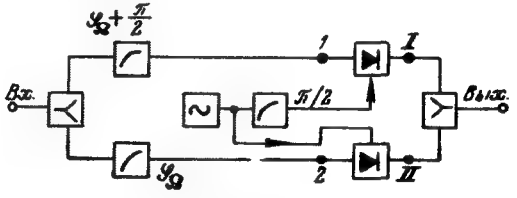


Рис. П.3. Фазоразностная схема (передающая сторона)

Фазоразностные схемы состоят из двух фазовых контуров, двух преобразователей частоты, генератора несущей частоты (273 *кгц*) и фазосдвигающего устройства. Один из фазовых контуров вносит фазовый сдвиг φ_Ω, а другой — фазовый сдвиг, близкий к $\varphi_\Omega + \frac{\pi}{2}$, в диапазоне частот 30—15 000 *гц*. Фазосдвигающее устройство вносит фазовый сдвиг $\frac{\pi}{2}$ *рад* на несущей частоте 273 *кгц*. Оба преобразователя частоты сбалансированы на частоте 273 *кгц* и поэтому на их выходах напряжение несущей частоты весьма мало.

Допустим, что на вход фазоразностной схемы передающей стороны поступает напряжение

$$u_{вх} = U_0 \cos \Omega t.$$

В этом случае напряжения в точках *1* и *2* соответственно будут равны:

$$u_1 = U \cos\left(\Omega t - \varphi_\Omega - \frac{\pi}{2}\right);$$

$$u_2 = U \cos\left(\Omega t - \varphi_\Omega\right).$$

На выходе *I* одного преобразователя напряжения боковых частот соответственно равны

$$\begin{cases} u_{(\omega-\Omega)1} = U' \cos\left[(\omega - \Omega)\, t + \varphi_\Omega\right] \\ u_{(\omega+\Omega)1} = U' \cos\left[(\omega + \Omega)\, t - \varphi_\Omega - \pi\right], \end{cases}$$

а на выходе *II* второго преобразователя

$$\begin{cases} u_{(\omega-\Omega)2} = U'' \cos\left[(\omega - \Omega)\, t + \varphi_\Omega\right] \\ u_{(\omega+\Omega)2} = U'' \cos\left[(\omega + \Omega)\, t - \varphi_\Omega\right]. \end{cases}$$

В результате сложения выходных напряжений обоих преобразователей при $U'=U''$ токи нижней боковой частоты сложатся синфазно, а токи верхней боковой частоты из-за противоположности их фаз взаимно компенсируются. Если фазовый сдвиг контуров несколько отличается от $\pi/2$, то подавление второй боковой полосы будет неполным. При введении сдвига фаз π в одну из ветвей подавляется другая боковая полоса.

На вход фазоразностной схемы приёмной стороны поступают токи передаваемой частоты ω_1 и остаток тока подавляемой боковой частоты ω_2. Допустим, что несущая частота на приёме равна ω', причём $\omega_1>\omega'>\omega_2, \omega_1-\omega'=\Omega_1$, а $\omega'-\omega_2=\Omega_2$.

Напряжения низкой частоты на выходе одного преобразователя равны

$$\begin{cases} u_{\Omega 1} = U_{\Omega 1}\cos\left(\Omega_1 t + \dfrac{\pi}{2}\right) \\ u_{\Omega 2} = U_{\Omega 2}\cos\left(\Omega_2 t - \dfrac{\pi}{2}\right), \end{cases}$$

а на выходе второго преобразователя

$$\begin{cases} u_{\Omega 1} = U_{\Omega 1}\cos\Omega_1 t \\ u_{\Omega 2} = U_{\Omega 2}\cos\Omega_2 t. \end{cases}$$

Напряжения звуковой частоты на выходе одного фазового контура равны

$$\begin{cases} u_{\Omega 1} = U_1\cos\left(\Omega_1 t - \varphi_{\Omega 1}\right) \\ u_{\Omega 2} = U_2\cos\left(\Omega_2 t - \varphi_{\Omega 2} - \pi\right), \end{cases}$$

а на выходе второго фазового контура

$$\begin{cases} u_{\Omega 1} = U_1\cos\left(\Omega_1 t - \varphi_{\Omega 1}\right) \\ u_{\Omega 2} = U_2\cos\left(\Omega_2 t - \varphi_{\Omega 2}\right). \end{cases}$$

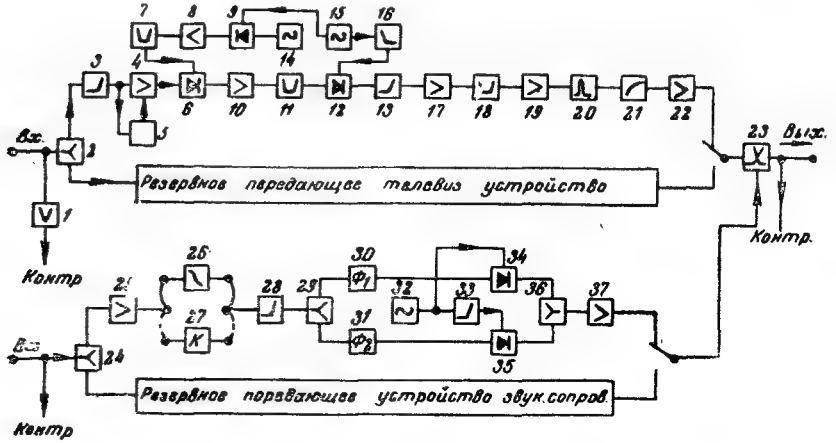


Рис. П.4. Блок-схема передающей станции

При сложении токи частоты Ω_1 складываются синфазно, а токи частоты Ω_2 взаимно вычитаются. Следовательно, фазоразностная схема может быть использована в качестве фильтрующего устройства как на передающей, так и на приёмной стороне.

Передающая оконечная станция (рис. П.4) состоит из основных и резервных передающих устройств для преобразования телевизионного видеосигнала и сигнала звукового сопровождения. Входные сигналы поступают одновременно на основные и резервные передающие устройства. В линию поступают линейные сигналы либо от основных, либо от резервных передающих устройств телевидения и звукового сопровождения.

Телевизионный видеосигнал из центральной аппаратной телецентра через устройство разветвления *2* поступает на входы двух передающих устройств. С помощью видеоусилителя *1* этот сигнал ответвляется на видеоконтрольное устройство для контроля его качества. Фильтр *3* ограничивает полосу эффективно передаваемых частот, подавляет возможные помехи в области частот выше 6,0 *Мгц*, а также устраняет паразитную связь по несущей частоте f_1=15,509 *Мгц* между обоими передающими устройствами.

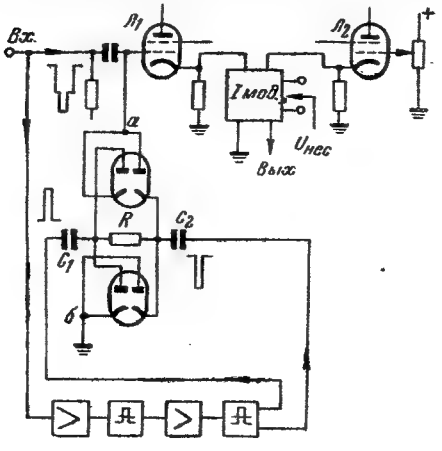


Рис. П.5. Схема восстановления постоянной составляющей

Чтобы обеспечить большую глубину модуляции и эффективно использовать мощность усилителей линейного тракта, видеосигнал, подаваемый на вход первого модулятора *6*, должен содержать восстановленную постоянную составляющую. Поэтому с выхода фильтра Д-6,0 *Мгц* видеосигнал поступает одновременно на входы видеоусилителя *4* и устройства выделения управляющих импульсов и восстановления постоянной составляющей (ВПС) *5*. Постоянная составляющая восстанавливается на входе выходной лампы видеоусилителя (катодного повторителя). Схема ВПС (рис. П.5) состоит из двух двойных диодов 6Х2П, включённых между сеткой лампы катодного повторителя и «землёй». Во время прохождения синхронизирующих импульсов в средние точки этого «диодного моста» подаются напряжения управляющих импульсов величиной 4—5 *в*. Через конденсаторы C_1, C_2 эти импульсы отпирают диоды, сопротивление между сеткой лампы $Л_1$ и «землёй» становится малым, и сетка лампы приобретает потенциал корпуса аппаратуры. Во время прохождения сигнала изображения, в результате разряда конденсаторов C_1, C_2, на сопротивлении R создаётся напряжение, запирающее диоды, и за время прохождения строки постоянный потенциал сетки лампы остаётся практически неизменным. Таким образом, фиксируется уровень синхроимпульсов на входе лампы и, следовательно, восстанавливается постоянная составляющая. Схема выделения управляющих импульсов состоит из каскадно-соединённых усилителей и амплитудных селекторов (рис. П.5) для получения импульсов двух полярностей.

Напряжение видеосигнала, содержащего постоянную составляющую, с катодного выхода лампы поступает на вход первого модулятора *6* (рис. П.4), схема которого подобна схеме рис. 6.1, содержит кольцевой преобразователь частоты без трансформатора на входе и с балансной регулируемой цепью R, C на выходной стороне мостика. В этой схеме применяются диоды Д10А, обладающие сравнительно малым временем установления сопротивлений пропускания и запирания. Компенсация постоянного тока лампы $Л_1$ (см. рис. 6.1) осуществляется при помощи балансной лампы $Л_2$. Регулируя катодный ток этой лампы, можно изменять величину и полярность постоянного напряжения между точка-

ми *а, б* и таким образом изменять величину остатка тока несущей частоты на выходе модулятора, а следовательно, и глубину модуляции. Глубина модуляции точно устанавливается регулировкой размаха видеосигнала на входе модулятора (изменением величины усиления предварительного каскада видеоусилителя *4*). После усиления модулированный сигнал выделяется полосовым фильтром *11* и поступает на вход второго модулятора. Фильтр *13* (Д-8,5 *Мгц*) выделяет сигнал в линейном спектре частот (1891÷8491 *кгц*) и подавляет остаток тока второй несущей частоты, поступающего с выхода второго модулятора.

Модулированный сигнал формируется в линейном спектре частот при помощи формирующего фильтра *18*, имеющего кососимметричную характеристику коэффициента передачи в области частот 2491±600 *кгц* и скорректированную фазовую характеристику. Сформированный линейный сигнал предварительно искажается (см. гл. 8.1) устройством предыскажения *20*. Ток линейной несущей частоты ослабляется при этом на 1,25 *неп*. Остаточные частотные искажения характеристик затухания и группового времени передающего устройства устраняются амплитудным и фазовым корректором *21*. Модулированный и предыскажённый сигнал усиливается усилителем передачи *22* до уровня передачи и поступает на переключающее реле, которое управляется автоматически действующей схемой переключения основного и резервного передающих устройств. Уровень передачи телевизионного сигнала равен ±1,3 *неп*[1]). После сложения с сигналом звукового сопровождения (фильтры *23*) телевизионный сигнал поступает на соединительную линию МТС—ТЦ.

Схема генерации несущих частот f_1=15,509 *Мгц* и f_2=18 *Мгц* содержит два кварцевых генератора: высокостабильный, термостатированный генератор частоты *14* ($f_л$=2,491 *Мгц*) и значительно менее стабильный генератор частоты *15* (f_2=18 *Мгц*). Напряжение частоты $f_1=f_2-f_л=15{,}509$ *Мгц* образуется в результате взаимодействия напряжений двух генераторов *14* и *15* в преобразователе частоты *9*. Напряжение частоты f_1 после усилителя *8* и фильтра *7* подаётся на первый модулятор. Стабильность линейной несущей частоты равна стабильности генератора $f_л$. Высокую стабильность линейной несущей частоты, обусловленную требованиями синхронной демодуляции, при такой схеме генерации несущих частот значительно легче обеспечить, чем, например, при использовании двух независимых генераторов с частотами f_1 и f_2.

Сигнал звукового сопровождения из аппаратной телецентра поступает через дифференциальный трансформатор *24* на входы основного и резервного передающих устройств. Предварительно усиленный в усилителе *25* звуковой сигнал поступает либо на контур предыскажения *26*, либо на компрессор динамического диапазона *27*. Оба эти устройства предназначены для ослабления помех, возникающих в высокочастотном тракте.

Мощность сигналов звукового сопровождения неравномерно распределяется в спектре частот 30÷15000 *гц* и в области частот свыше 1 *кгц* убывает с увеличением частоты. Контур предыскажения вносит значительное затухание (2 *неп*) в области низших частот и практически не ослабляет звуковые частоты выше 8 *Мгц*. Компенсируя его затухание одинаковым на всех частотах усилением, можно увеличить относительную мощность высокочастотных составляющих звукового сигнала, практически мало изменяя суммарную мощность сигнала. Включённый на приёмной стороне контур восстановления (с обратной характеристикой затухания) ослабит шумы канала примерно на 0,5 *неп*, а фиксированную нелинейную помеху (18 $f_{стрск}$ ≈280 *кгц*), вызванную передачей сигналов телевидения, — на 1,5÷1,7 *неп*.

Компандерные устройства состоят из компрессора динамического диапазона на передающей стороне и расширителя динамического диапазона на приёмной

---

[1]) Под уровнем передачи понимается уровень синусоидального напряжения, размах которого равен размаху предыскажённого линейного сигнала на выходе усилителя передачи и любого линейного усилителя магистрали.

стороне. Компрессор динамического диапазона (рис. П.6*б*) позволяет сжать динамический диапазон передаваемых на линии сигналов на 2,3 *неп* (в 10 раз).

При подаче нулевого уровня на вход компрессора уровень сигнала на его выходе также равен нулю, а при подаче на вход уровня —4,6 *неп* (—40 *дб*) на выходе компрессора уровень сигнала равен —2,3 *неп* (—20 *дб*). Таким образом, слабые сигналы усиливаются на 2,3 *неп* (в 10 раз). Во время пауз и при передаче слабых сигналов компандерные устройства ослабляют шумы канала на 2,3 *неп*. При передаче сигналов максимального (нулевого) уровня компандерные устройства не изменяют величину шумов канала. В среднем, эффект ослабления шумов этими устройствами составляет не менее 1,4 *неп*.

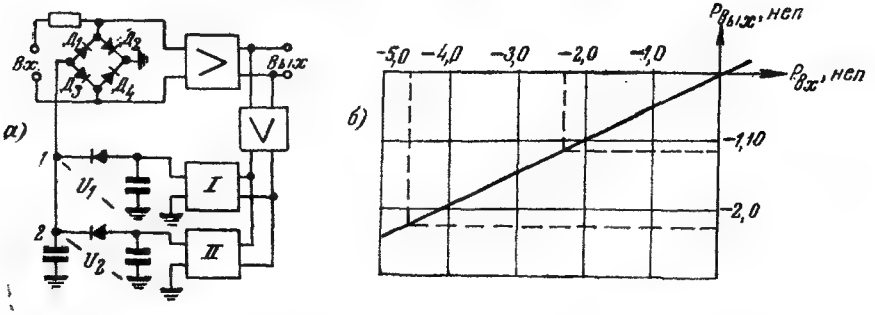


Рис. П.6. Схема (*а*) и характеристика (*б*) компрессора

Компандерные устройства вносят динамические и нелинейные искажения передаваемых сигналов. Ослабление указанных искажений в компандерных устройствах аппаратуры К-1920 достигается использованием двухканальной схемы управления (рис. П.6*а*). При подаче сигнала на вход компрессора напряжение на выходе первого канала управления в первый момент больше, чем на выходе второго канала управления. Это напряжение управляет диодным мостом $Д_1$—$Д_4$, на время запирает второй канал управления и обеспечивает малое время установления (3÷4 *мсек*). Затем напряжение на выходе второго канала управления (с бо́льшей постоянной времени) становится большим, запирает первый канал управления и управляет диодами $Д_1$—$Д_4$. При этом обеспечивается лучшая линейность и достаточно малое время установления.

Компандерные устройства используются только на магистралях большой протяжённости.

Пройдя контур предыскажения (или компрессор), сигнал звуковой частоты очищается фильтром *28* (Д-15 *кгц*) (рис. П.4) от мешающих высокочастотных помех и поступает на вход фазоразностной схемы *29—36*. Сигнал верхней боковой полосы частот (от несущей частоты 273 *кгц*) усиливается усилителем *37* до уровня передачи и поступает на переключающее реле, управляемое автоматически действующей схемой. Затем, через фильтр *23* (ДК-0,4 *Мгц*), линейный сигнал звукового сопровождения поступает на соединительную линию ТЦ—МТС. Линейные сигналы ответвляются на контрольные приёмные устройства для контроля их качества.

Оконечная приёмная станция (рис. П.7) содержит основные и резервные приёмные устройства. Сигналы телевидения и звукового сопровождения, поступающие с выхода соединительной линии МТС—ТЦ, усиливаются усилителем приёма *1* до номинального уровня передачи и разделяются фильтрами *2* (ДК-0,4 *Мгц*).

Линейный телевизионный сигнал проходит гармонический корректор *4*, где устраняются остаточные нерегулярные искажения частотных характеристик ли-

нейного тракта (прежде всего, фазовые искажения). Гармонический корректор содержит линию задержки, состоящую из 36 звеньев. Это позволяет использовать 12 опережающих и 24 отстающих корректирующих сигнала. Время задержки одного звена составляет примерно 0,08 *мксек*. Корректор содержит четыре усилителя: усилитель основного сигнала, усилитель с симметричным входом для опережающих и отстающих корректирующих сигналов, разделительный усилитель и выходной усилитель. Амплитуда и полярность корректирующих сигналов регулируется с помощью регулируемых двойных дифференциальных конденсаторов. Если какой-либо корректирующий сигнал в данное время не используется, то его дифференциальный конденсатор отключается тумблером.

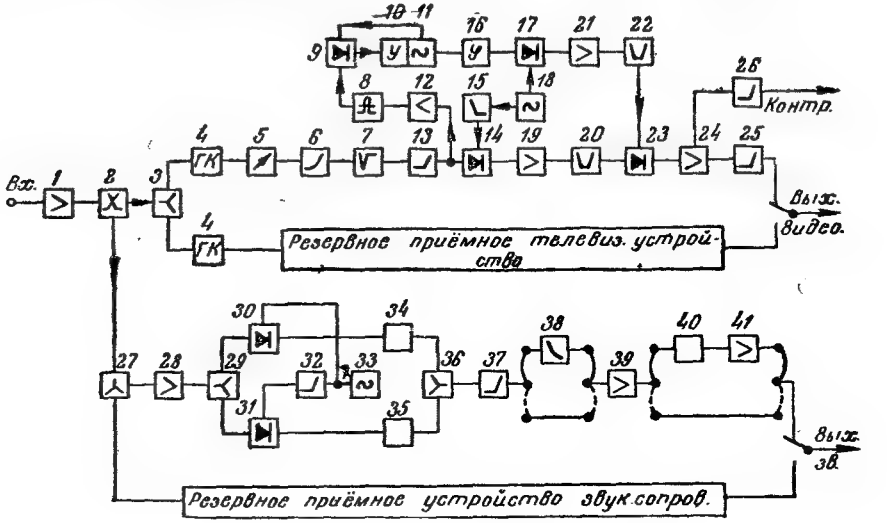


Рис. П.7. Блок-схема приёмной станции

После гармонического корректора сигнал поступает на оконечное приёмное устройство, проходит регулятор уровня *5*, подчастотный корректор регулярных частотных искажений приёмного устройства *6* и корректор предыскажения *7*, восстанавливающий форму модулированного линейного сигнала на входе первого демодулятора *14*. Затем сигнал демодулируется двумя демодуляторами *14* и *23*, причём во втором демодуляторе осуществляется синфазная демодуляция. Оба демодулятора содержат кольцевые преобразователи частоты на германиевых диодах.

Поскольку демодулированный видеосигнал содержит токи от нулевой частоты до 6 *Мгц*, выход схемы демодулятора не содержит трансформатора и нагружен на активное сопротивление. Усиленный видеоусилителем *24* и ограниченный по спектру фильтром *25* (Д-6 *Мгц*) видеосигнал, размах которого составляет 1 *в*, подаётся в центральную аппаратную телецентра.

Со входа первого демодулятора часть мощности сигнала ответвляется на схему синфазирования несущих частот, которая работает аналогично схеме, представленной на рис. 5.12. В качестве независимого генератора в ней используется кварцевый генератор *18* частоты f_2=18,0 *Мгц*. Второй кварцевый генератор *11* частоты $f_л$=2,491 *Мгц* синфазируется напряжением линейной несущей частоты, которое содержится в сигнале на выходе амплитудного селектора *8*. Напряжение частоты $f_л$ в фазовом детекторе *9* взаимодействует с напря-

жением местного синхронизируемого генератора *11* частоты $f_л$. С выхода фазового детектора снимается управляющее напряжение, которое, проходя по многовитковой обмотке оксиферового сердечника, изменяет его магнитную проницаемость, следовательно, и индуктивность управляющей катушки *10*, включённой в цепь генератора *11*.

Благодаря достаточному усилению в петле автоподстройки частоты поддерживается довольно жёсткая связь по фазе между напряжениями линейной несущей частоты и местного синхронизируемого генератора. Напряжение частоты f_1 получается на выходе преобразователя *17* в результате взаимодействия напряжений с частотами f_2 и $f_л$. Оно усиливается усилителем *21*, очищается фильтром *22* (*ПФ* 15÷16 *Мгц*) и подаётся на второй демодулятор. Необходимое начальное соотношение фаз напряжений несущих частот во втором демодуляторе устанавливается с помощью фазорегулятора *16* по максимуму постоянного напряжения на выходе демодулятора.

Необходимый размах видеосигнала (1 *в*) на выходе приёмного устройства обеспечивается видеоусилителем *24*. Фильтр *25* (Д-6 *Мгц*) устраняет напряжения помех, расположенных выше передаваемого спектра видеочастот.

Линейный сигнал звукового сопровождения (273,03÷288,0 *кгц*) с выхода фильтра нижних частот Д-0,4 *Мгц* через дифференциальный трансформатор *27* поступает на входы основного и резервного приёмных устройств. После усиления в усилителе *28* он демодулируется фазоразностной схемой *29—36*, питаемой от независимого кварцевого генератора *33* частоты *273 кгц*. Расхождение частот генераторов частоты 273 *кгц* на передаче и приёме не превышает 1 *гц* (нестабильность частоты 0,5 *гц*).

Сигнал звуковой частоты выделяется фильтром *37* (Д-15 *кгц*) и проходит контур восстановления *38*, компенсирующий действия предыскажающего контура на передаче (если таковой включён). Затем сигнал усилнвается усилителем низкой частоты *39*, в котором предусмотрены контуры для регулирования частотной характеристики оконечной аппаратуры в области низких и высоких звуковых частот. В приёмном устройстве предусмотрен расширитель динамического диапазона *40*, который включается при включении компрессора динамического диапазона на передающей стороне.

Наличие резервных передающих и приёмных устройств в составе оконечных станций позволяет использовать систему автоматического переключения с основного тракта на резервный (при аварии основного тракта). Система автоматического переключения работает от токов передаваемых сигналов телевидения и звукового сопровождения соответственно.

На магистралях, оборудованных аппаратурой К-1920, предусмотрена также аппаратура для выделения телевизионных программ на обслуживаемых усилительных пунктах. Кроме того, на ОУП устанавливается аппаратура транзита телевизионных программ и аппаратура для визуального и акустического контроля качества передачи сигналов телевидения и звукового сопровождения.

Приложение 2

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ В ЗАРУБЕЖНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПО КОАКСИАЛЬНОМУ КАБЕЛЮ

За рубежом разработаны и используются различные системы связи по коаксиальному кабелю, в которых предусмотрены телевизионные каналы. Специального канала для передачи сигналов звукового сопровождения в этих системах не предусмотрено.

К системам совместной передачи телефонных и телевизионных сигналов относится американская система L3. Она позволяет организовать по двум коаксиальным парам 1860 телефонных каналов или 600 телефонных и один телевизионный канал в каждом направлении. Телевизионный канал обеспечивает полосу эффективно передаваемых частот порядка 4,3 *Мгц*, что достаточно для передачи телевидения американского стандарта 525 строк.

Использование одной ступени модуляции для переноса сигнала из спектра видеочастот в спектр линейных частот (см. рис. 5.7) исключает необходимость

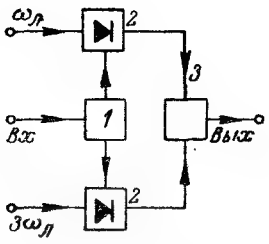


Рис. П.8. Блок-схема модулятора системы L3:

1 — делитель мощности видеосигнала; *2* — преобразователи частоты; *3* — дифференциальный трансформатор

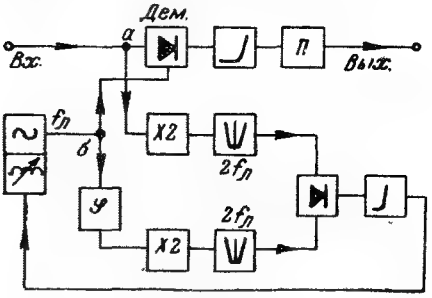


Рис. П.9. Блок-схема устройств синхронного приёма системы L3

конструирования аппаратуры, работающей в области сравнительно высоких частот (свыше 10 *Мгц*), но требует применения более сложного модулятора (рис. П.8), в котором предусмотрена компенсация продуктов нижней боковой полосы от третьей гармоники несущей частоты $f_л$ (продукты $3f_л - F_{видео}$), попадающих в спектр линейных частот. Модулятор представляет собой два преобразователя частоты, один из которых питается напряжением несущей частоты

4139 *кгц*, а второй — напряжением её третьей гармоники. Токи нижней боковой полосы нижнего преобразователя компенсируют мешающие продукты вида $3f_{\text{л}}—F_{\text{видео}}$ верхнего преобразователя.

В системе L3 линейный сигнал передаётся с глубиной модуляции 200% (см. рис. 5.13). Поэтому в ней невозможно выделить из линейного сигнала ток несущей частоты с неизменной фазой (полярностью) путём амплитудной селекции части линейного сигнала во время прохождения синхронизирующих импульсов. Синхронизация частот в демодуляторе осуществляется следующим образом. Часть мощности линейного сигнала (рис. П.9), используемая для целей синхронизации, ответвляется к схеме синхронизации на входе демодулятора и поступает на вход схемы удвоения частоты. На выходе этой схемы частоты удваиваются, а скачки фазы на 180° превращаются в скачки на 360°, и фазовый детектор их не ощущает. Спектр частот на выходе схемы удвоителя аналогичен спектру продуктов второго порядка суммарной частоты (см. рис. 7.3) и всегда содержит мощный ток частоты $2f_{\text{л}}$. Этот ток и близлежащие токи боковых частот выделяются полосовым фильтром и поступают на один вход фазового детектора. На другой его вход подаётся напряжение второй гармоники местного генератора $2f_{\text{л}}=2\times4139$ *кгц*. Оба напряжения, взаимодействуя, создают на выходе фазового детектора напряжение, постоянная составляющая которого, воздействуя на магнитный управляющий элемент (катушку, включённую в цепь кварца генератора), поддерживает необходимую жёсткую связь между фазой местного генератора и фазой тока линейной несущей частоты. Фильтр низких частот подавляет мешающие напряжения от действия боковых составляющих модулированного сигнала. Режим работы генератора выбирается таким образом, чтобы изменение управляемой индуктивности могло изменять частоту генератора в пределах ±20 *гц*. Это позволяет устранить возможность захватывания местного генератора на частотах $2f_{\text{л}}\pm F_{\text{к}}$, т. е. составляющими, удалёнными от $2f_{\text{л}}$ на 30 *гц* [1]). Фазовращатель (ф), вносящий сдвиг фазы на 45° (что даёт сдвиг на 90° на выходе удвоителя), позволяет при точном совпадении фаз в точках *а* и *б* (рис. П.9) иметь постоянное напряжение на выходе фазового детектора, равное нулю.

При таком способе синхронизации фазы несущих частот местного генератора и сигнала на входах демодулятора либо совпадают, либо имеют сдвиг на 180°, так как превращение скачков фазы на 180° в скачки на 360° даёт возможность синхронизации с током несущей частоты любой (по отношению к огибающей) полярности. Поэтому на выходе демодулятора появляется либо позитивный, либо негативный видеосигнал. Специальное устройство (автоматический поляризатор *П*) устанавливает на выходе приёмного устройства видеосигнал неизменной полярности. Поляризатор «узнаёт» полярность видеосигнала на своём входе, используя наличие сигналов синхронизации в составе видеосигнала.

Во второй половине прошлого десятилетия разработаны системы с линейным спектром частот до 12,5 *Мгц*. Такие системы экономически выгоднее по сравнению с ранее выпущенными системами, использующими спектр частот до 4—6 *Мгц*. В настоящее время системы с линейным спектром до 12,5 *Мгц* нормализованы МККТТ. Аппаратура для них разработана в ряде стран Западной Европы и в Японии. Системы с линейным спектром до 12,5 *Мгц* предусматривают либо 2700 телефонных каналов, либо 1200 телефонных каналов и канал телевидения одновременно (см. рис. 5.8). Верхняя граница линейного спектра частот определяется необходимостью использования 2700 телефонных каналов. При разработке систем учитывалась возможность внедрения этой аппаратуры на магистралях, обеспечивающих до этого 960 каналов (с линейным спектром 4 *Мгц*) путём деления усилительных участков пополам (4,8 *км* вместо 9,6 *км*). В качестве линейной несущей частоты телевидения МККТТ рекомендует использовать частоту 6799 *кгц*. Системы с линейным спектром до 12,5 *Мгц*, разрабо-

[1]) Американским стандартом предусмотрена частота кадров, равная 30 *кадрам/сек* (60 полукадров).

танные в разных странах, отличаются шириной передаваемой верхней боковой полосы. Например, в английских системах CEL-9 и CEL-8A она составляет 5 *Мгц* (6,8÷11,8 *Мгц*) и 5,7 *Мгц* соответственно, а в западногерманской системе V-2700 составляет 5,5 *Мгц*. Остаток нижней боковой полосы в этих системах составляет 500 *кгц*. Линейные сигналы передаются с глубиной модуляции порядка 150%. Для передачи телевидения с полосой видеочастот 6 *Мгц* необходимо либо несколько понизить несущую частоту телевизионного канала и передавать 900 телефонных каналов вместо 1200 каналов, либо несколько сократить длину усилительного участка, расширив спектр линейных частот до 13 *Мгц*.

В системах с несущей частотой 6799 *кгц* используется одна ступень модуляции на передающей стороне и одна ступень синхронной демодуляции на приёмной стороне. Контрольные токи систем передаются вне рабочей полосы частот телевизионного канала. МККТТ нормализованы системы раздельной передачи сигналов многоканальной телефонии и телевидения с линейным спектром частот до 4 *Мгц* и до 6 *Мгц*. Системы с линейным спектром до 4 *Мгц*, рассчитанные на 960 телефонных каналов, позволяют осуществить передачу видеосигналов с исходным спектром видеочастот до 3 *Мгц*. Телевизионное оборудование таких систем разрабатывалось в Англии, так как полоса частот видеосигнала порядка 3 *Мгц* удовлетворяет английскому телевизионному стандарту 405 строк. Линейная несущая частота составляет 1056 *кгц*, а линейный спектр частот простирается от 556 до 4056 *кгц*. Остаток подавляемой боковой полосы составляет 500 *кгц* (17% от передаваемой боковой полосы частот).

В первой английской системе использовалось преобразование спектров (см. рис. 5.9) с помощью несущих частот $f_1=9{,}8$ *Мгц* и $f_2=10{,}856$ *кгц* и линейное детектирование на приёмной стороне. В более поздних системах использовали несущие частоты $f_1=10{,}01$ *Мгц* и $f_2=11{,}066$ *Мгц*. В настоящее время используются системы с синхронным приёмом, в которых телевизионные каналы оборудованы устройствами гармонической коррекции для ослабления остаточных линейных искажений телевизионного канала.

Системы с линейным спектром частот до 6 *Мгц* позволяют осуществить передачу видеосигналов с исходным спектром частот до 5 *Мгц*. Эти системы разработаны в ряде западно-европейских стран и в Японии позже систем с линейным спектром частот до 4 *Мгц* и позволяют осуществить передачу видеосигналов западно-европейского стандарта 625 строк.

Линейный спектр частот телевидения простирается от 556 до 6056 *кгц*, линейная несущая частота обычно составляет 1056 *кгц*, остаток подавляемой боковой полосы частот равен 500 *кгц*. Преобразование спектров производится с помощью двух ступеней модуляции на передающей стороне и соответственно двух ступеней демодуляции на приёмной стороне. Применяется синхронный приём при глубине модуляции сигнала порядка 150%. В аппаратуре TV-1, разработанной в ФРГ в 1957 г., используется схема преобразования спектров, аналогичная рис. 5.10. В аппаратуре V-960 линейная несущая частота телевизионного канала равна 808 *кгц*, линейный спектр телевидения простирается от 308 до 5808 *кгц*, а несущие частоты двух ступеней модуляции соответственно равны: $f_1=12{,}120$ *Мгц* и $f_2=12{,}928$ *Мгц*. Для коаксиальных кабелей с парами диаметром 2,6/9,4 *мм* выбор линейной несущей частоты 808 *кгц* нельзя считать удачным, так как необходимость передачи частот от 308 *кгц* (вместо 556 *кгц*) существенно затрудняет фазовую коррекцию канала.

Системы с линейным спектром частот до 6 *Мгц* обеспечивают такое же число телефонных каналов, как и системы с линейным спектром частот до 4 *Мгц* (960 каналов), и поэтому широкого распространения они не получили.

В Японии в 1962 г. опубликованы данные о системе с линейным спектром частот до 6 *Мгц*, в которой по двум коаксиальным парам организуется либо двухсторонняя передача телевидения, либо 1380 телефонных каналов. Однако эта система рассматривается как временная для магистралей, где 960 каналов недостаточно, до оборудования их аппаратурой с линейным спектром частот до 12 *Мгц*.

Приложение 3

ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ТЕЛЕВИЗИОННЫМ КАНАЛАМ. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАНАЛОВ

Требования, предъявляемые к основным качественным показателям телевизионных каналов, определяются нормами МККТТ. Эти нормы относятся к эталонным телевизионным цепям, образованным на кабельных или радиорелейных линиях, протяжённостью 2500 *км* с двумя переприёмами на видеочастоте. Предполагается, что в пунктах видеопереприёма номинальный размах видеосигнала равен 1 *в* (размах импульсов синхронизации 0,3 *в*), полярность видеосигнала положительная, а номинальные входное и выходное сопротивления телевизионных цепей равны 75 *ом* при затухании несогласованности не менее 24 *дб* [1]).

Качество телевизионных каналов определяется:

а) точностью сохранения формы передаваемых сигналов (переходными характеристиками);

б) отношением сигнал/помеха для флуктуационных и периодических помех;

в) стабильностью во времени коэффициента передачи.

Переходные характеристики каналов оцениваются по величине искажения формы рекомендованных МККТТ испытательных сигналов № 1, № 2 и № 3. Сигнал № 1 (рис. П.10*а*) представляет собой прямоугольные импульсы с частотой следования 50 *гц* и длительностью 10 *мсек* (0,5 периода одного кадра). По величине искажений (перекоса) горизонтальной части импульса судят о характеристике канала в области низких видеочастот. Для магистрали, протяжённостью 2500 *км*, допускается перекос плоской части импульса ±10% от его размаха (участки длительностью 0,25 *мксек* по краям импульса не учитываются).

Сигнал № 2 (рис. П.10*б*) представляет собой импульсы длительностью 0,4 T_c (порядка 25 *мксек*), с частотой следования, равной частоте строк (15,625 *кгц*). Время нарастания фронта импульса $\tau_ф \approx 1/2F_m = 0{,}08$ *мксек* (для системы с разложением 625 строк при $F_m = 6$ *Мгц*). В промежутке между синхроимпульсом и началом *П*-импульса можно добавить синус-квадратный импульс длительностью $2\tau_ф = 0{,}16$ *мксек* и амплитудой, равной амплитуде *П*-импульсов. При передаче сигнала № 2 измеряют длительность фронта и величину выбросов переходной характеристики, а также перекос плоской части *П*-импульсов на выходе канала. Искажения синус-квадратного импульса оценивают по изменению его амплитуды, длительности на уровне 0,5 от амплитуды, а также по наличию опережающих и отстающих выбросов. Искажения сигнала № 2 определяются характеристиками канала в области высших и средних видеочастот.

---

[1]) Затухание несогласованности равно $20\lg\frac{75+Z}{75-Z}$, где Z — модуль входного (выходного) сопротивления цепи.

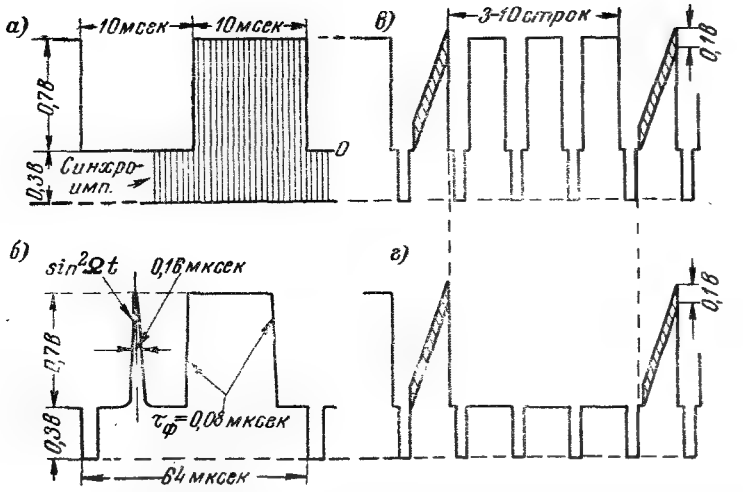


Рис. П.10. Испытательные сигналы, рекомендованные МККТТ

Для магистрали протяжённостью 2500 *км* допускается перекос горизонтальной части *П*-импульса (без учёта участков 1,0 *мксек* по его краям) величиною ±5% от его размаха. Передний фронт и выброс переходной характеристики должны быть в пределах шаблона (рис. П.11). Синус-квадратный импульс на выходе канала должен также укладываться в шаблон (рис. П.12). Допускается изменение амплитуды синус-квадратного импульса по сравнению с амплитудой *П*-импульса на ±20%.

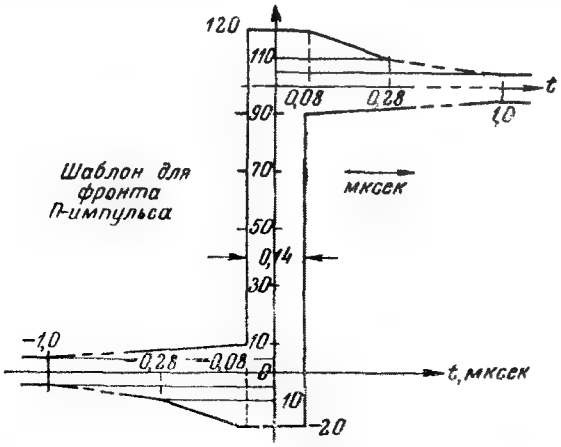


Рис. П.11. Шаблон для переходной характеристики при использовании сигнала № 2

Испытательный сигнал № 2 с синус-квадратным импульсом используется при проверке величины дополнительных мешающих сигналов в процессе устранения их с помощью гармонического корректора приёмной станции.

Испытательный сигнал № 3 (рис. П.10*в*) используется для оценки нелинейных искажений видеосигнала за время передачи строки, а также для оценки изменения размаха синхронизирующих импульсов по сравнению с размахом

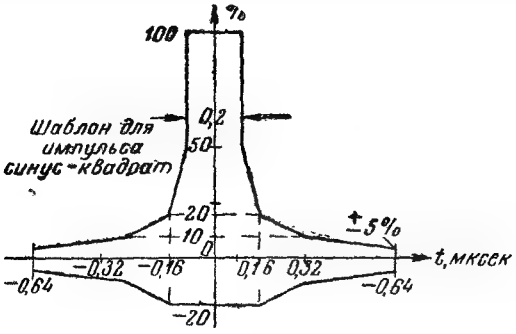


Рис. П.12. Шаблон для синус-квадратного сигнала длительностью 0,16 *мксек* на выходе тракта

сигнала изображения. В этом сигнале после каждых трёх строк, передающих «чёрное» или «белое» поле, передаётся четвёртая строка, содержащая синусоидальный сигнал частоты 0,2 F_m (≈1200 *кгц*) размахом 0,1 *в*, наложенный на пилообразный импульс. Размах всего сигнала 1 *в*. При наличии нелинейных искажений усиление для тока частоты 0,2 F_m изменяется вдоль строки. По

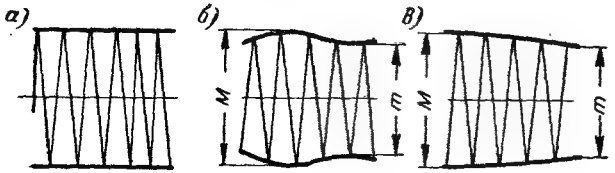


Рис. П.13. Осциллограммы выделенных синусоидальных колебаний при использовании сигнала № 3

изменению этого усиления можно оценить нелинейные искажения канала. С помощью фильтра верхних частот отделяют синусоидальное напряжение частоты 0,2 F_m от остальной части испытательного сигнала № 3 и рассматривают его на осциллографе, развёртывая изображение осциллографа по оси времени с частотой строк. При отсутствии нелинейных искажений на осциллографе видно немодулированное синусоидальное напряжение (рис. П.13*а*), а при наличии нелинейных искажений амплитуда изменяется вдоль оси времени (рис. П.13*б* и П.13*в*). Для магистрали протяжённостью 2500 *км* допускается отношение минимального размаха к максимальному не ниже 0,8. Изменение размаха синхронизирующих импульсов по сравнению с номинальным значением 0,3 *в* (при размахе видеосигнала — 1 *в*) не должно превышать +10% и —30% как при передаче «белого» (рис. П.10*в*), так и при передаче «чёрного» (рис. П.10*г*).

Испытательные сигналы № 1, № 2 и № 3 содержат также обычные импульсы строчной синхронизации. Это обеспечивает одинаковые условия передачи по каналу рабочих видеосигналов и испытательных сигналов, так как схемы восстановления постоянной составляющей при передаче испытательных сигналов нормально работают, как и при передаче рабочих видеосигналов.

Испытательные сигналы получают от генератора испытательных телевизионных сигналов Г6-2 с осциллографом типа СИ-13. Кроме указанных сигналов, этот генератор позволяет получать и другие сигналы, в частности, импульсы частоты следования 100 *кгц* с весьма крутыми фронтами (длительностью не более 0,04 *мксек*) и сигнал для проверки частотной характеристики усиления (затухания) по усилению на фиксированных частотах 0,24, 1; 2; 3,4; 5; 6 и 7 *Мгц*. По переходным характеристикам производится окончательная настройка и контроль качества настроенных каналов. Предварительную настройку каналов производят путём выравнивания частотных характеристик затухания и времени группового замедления каналов. Для этих характеристик МККТТ рекомендует шаблоны (рис. П.14). При выполнении рекомендаций рис. П.14 имеется практическая возможность с помощью регулируемых корректоров (гармонического корректора) довести переходные характеристики до требуемых.

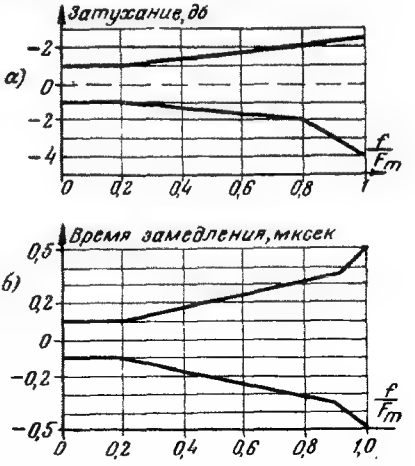


Рис. П.14. Допуски на частотные искажения затухания и времени замедления, рекомендованные МККТТ

Настройка частотных характеристик затухания и группового времени распространения отдельных участков магистрали и канала в целом производится при помощи устройств постоянной и переменной коррекций (см. гл. 9) и стандартных приборов для измерения затухания и группового времени.

Отношение сигнал/помеха для хаотических, периодических (синусоидальных) и случайных импульсных помех нормируется МККТТ. Для хаотических помех это отношение определяется

$$20 \lg \frac{\text{размах сигнала изображения}}{\text{эффективное значение взвешенной помехи}} \; дб.$$

При измерении помехи выход измеряемого канала через фильтр нижних частот (ограничивающий полосу частот до частоты F_m) подаётся на вход взвешивающего контура. Широкополосным вольтметром (или указателем уровня) измеряется напряжение помехи на выходе взвешивающего контура. При этом измерительный прибор должен измерять помеху в спектре частот от 10 *кгц* до F_m и не должен учитывать низкочастотные помехи от переменного тока 50 *гц* сети питания. Во время измерения помех на линии необходимо передавать немодулированный ток линейной несущей частоты. Нелинейные помехи $f_л$ и $2f_л$ должны исключаться измерительным режекторным фильтром.

Нормы МККТТ для взвешенных помех приведены в табл. П.1. Для системы с разложением 625 строк (ширина видеоканала 6 *Мгц*) норма значительно выше, чем для других систем. Вряд ли можно считать это целесообразным, так как норма МККТТ ниже как для систем с более узким видеотрактом, так и для

систем с более широким видеотрактом. У лучших студийных суперортиконов отношение сигнала к шуму не превосходит 35÷38 *дб*.

ТАБЛ. П.1

Число строк	Номинальная полоса видеочастот *Мгц*	Отношение сигнала к взвешенной помехе, *дб*
405	3	50
625	5	52
625	6	57
819	10	50

Для периодических помех отношение сигнал/помеха определяется как

$$20 \lg \frac{\text{Размах сигнала изображения}}{\text{Размах помехи}} \text{ дб}.$$

Норма МККТТ на помехи частоты 50 *гц* и её гармоники составляет 30 *дб* для всех телевизионных стандартов [1]). Для помех частоты от 1 *кгц* до 1 *Мгц* норма составляет 50 *дб* (или 5,75 *неп*). С увеличением частоты от 1 *Мгц* до F_m (например, 6 *Мгц*) норма линейно снижается до 30 *дб* на частоте F_m данного стандарта.

В аппаратуре К-1920 периодические помехи измеряются на выходе приёмной станции (на нагрузке 75 *ом*) при передаче по линии немодулированного тока линейной несущей частоты с номинальным уровнем. Помехи 50—100 *гц* измеряются при помощи лампового вольтметра МВЛ-2М (или МВЛ-3М), причём для исключения хаотических и высокочастотных периодических помех (гармоник $f_л$ и $2f_л$) на входе вольтметра включается интегрирующая цепочка, состоящая из последовательно включённого сопротивления $R=20$ *ком* и включённого параллельно входу вольтметра конденсатора $C=0{,}02$ *мкф*.

Периодические нелинейные помехи с частотами $f_л$ и $2f_л$ измеряются при помощи избирательного указателя уровня ИУУ—КС. При измерении помехи $f_л=2{,}491$ *Мгц* на входе указателя уровня включается режекторный фильтр, ослабляющий помеху частоты $2f_л=4{,}982$ *Мгц*. При измерении помехи $2f_л$ на входе указателя уровня включается режекторный фильтр, ослабляющий помеху частоты $f_л$.

Случайные импульсные помехи оцениваются так же, как и периодические помехи. Для редких или случайных помех МККТТ предложена норма 25 *дб*.

Величина усиления сигнала для линий большой протяжённости, согласно нормам МККТТ, должна быть в пределах ±1 *дб*.

Усиление измеряется при помощи испытательного сигнала № 2, причём измеряется размах сигнала между уровнями «чёрного» и «белого».

Рекомендуется, чтобы стабильность усиления телевизионного канала в течение короткого времени (1 *сек*) была не хуже ±0,3 *дб* и в течение 1 часа — не хуже ±1,0 *дб*.

[1]) Норма относится только к помехам, которые суммируются с сигналом, и не применима к фону переменного тока, который промодулировал сигнал и не устраняется при восстановлении постоянной составляющей.

Приложение 4

ВЫВОДЫ НЕКОТОРЫХ ФОРМУЛ

Временные и спектральные характеристики испытательных сигналов (табл. 2.1)

Временна́я и спектральная характеристики сигнала наклонной ступеньки напряжения могут быть выведены следующим образом. Сигнал $f_1(t)$, изображённый на рис. в табл. 2.1, можно представить в виде суммы двух сигналов: единичного треугольного импульса $f_{1.1}(t)$ и единичной прямоугольной ступеньки $f_{1.2}(t)$, включаемой в момент времени $t=\frac{1}{2}\tau_ф$.

Для треугольного импульса

$$f_{1.1}(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{\tau_ф}\left(t+\dfrac{1}{2}\tau_ф\right) & \text{при} -\dfrac{\tau_ф}{2}\leqslant t\leqslant\dfrac{\tau_ф}{2}\\ 0 & \text{при}\ \dfrac{\tau_ф}{2}\leqslant t\leqslant -\dfrac{\tau_ф}{2}\end{cases}. \qquad (П.1)$$

Согласно (2.1), спектральная плотность этого сигнала

$$F_{1.1}(\Omega)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int\limits_{-\frac{1}{2}\tau_ф}^{\frac{1}{2}\tau_ф} e^{-i\Omega t}\ \frac{1}{\tau_ф}\left(t+\frac{\tau_ф}{2}\right)dt=$$

$$=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left[\frac{1}{\tau_ф}\int\limits_{-\frac{1}{2}\tau_ф}^{\frac{1}{2}\tau_ф} e^{-i\Omega t}\ t\cdot dt+\frac{1}{2}\int\limits_{-\frac{1}{2}\tau_ф}^{\frac{1}{2}\tau_ф} e^{-i\Omega t}\ \cdot dt\right]. \qquad (П.2)$$

Подставляя $e^{-i\Omega t}=\cos\Omega t-i\sin\Omega t$, разделяем выражение (П.2) на 4 интеграла, из которых два равны нулю, а в результате решения двух других получим

$$F_{1.1}(\Omega)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left\{\frac{1}{\Omega}\sin\frac{\Omega\tau_ф}{2}-i\left[\frac{2}{\tau_ф\,\Omega^2}\cdot\sin\frac{\Omega\tau_ф}{2}-\frac{1}{\Omega}\cos\frac{\Omega\tau_ф}{2}\right]\right\}. \qquad (П.3)$$

Согласно (2.2)

$$f_{11}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} F_{11}(\Omega)\, e^{i\Omega t}\, d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sin \frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\, e^{i\Omega t}\, d\Omega -$$

$$- i \frac{1}{\pi\tau_\Phi} \int_{-\infty}^{\infty} \sin \frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\, e^{i\Omega t}\, \frac{d\Omega}{\Omega^2} + i \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \cos \frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\, e^{i\Omega t}\, \frac{d\Omega}{\Omega} . \quad (П.4)$$

Каждый из этих трёх интегралов разлагается на 2 интеграла; один из этих двух в каждом случае равен нулю, и поэтому:

$$f_{11}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \sin \frac{\Omega\tau_\Phi}{2} \cos \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} + \frac{2}{\pi\tau_\Phi} \int_0^{\infty} \sin \frac{\Omega\tau_\Phi}{2} \sin \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega^2} -$$

$$- \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \cos \frac{\Omega\tau_\Phi}{2} \cdot \sin \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} . \quad (П.5)$$

Для функции $f_{1.2}(t)$, как для функции включения, можно записать:

$$f_{1.2}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \sin \Omega \left(t - \frac{\tau_\Phi}{2}\right) \frac{d\Omega}{\Omega} \quad (П.6)$$

или

$$f_{1.2}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \cos \frac{\Omega\tau_\Phi}{2} \sin \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \sin \frac{\Omega\tau_\Phi}{2} \cos \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} .$$

Складывая $f_{1.1}(t)$ и $f_{1.2}(t)$, находим

$$f_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi\tau_\Phi} \int_0^{\infty} \sin \frac{\Omega\tau_\Phi}{2} \sin \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega^2} . \quad (П.7)$$

Спектральную плотность для $f_{1.2}(t)$ определим следующим образом. Поскольку $f_{1.2}(t)$ не удовлетворяет условию абсолютной интегрируемости [так как $f_{1.2}(t) = 0$ при $t < \frac{\tau_\Phi}{2}$ и $f_{1.2}(t) = 1$ при $t > \frac{\tau_\Phi}{2}$], то вместо неё примем функцию

$$f'_{1.2}(t) = \begin{cases} 0 & \text{для } t < \frac{\tau_\Phi}{2} \\ \lim\limits_{\alpha \to 0} e^{-\alpha \left(t - \frac{1}{2}\tau_\Phi\right)} & \text{для } t \geqslant \frac{\tau_\Phi}{2} , \end{cases} \quad (П.8)$$

для которой при $\alpha \to 0$

$$F_{1.2}(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f'_{1.2}(t)\, e^{-i\Omega t}\, dt =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{1}{2}\tau_\Phi}^{\infty} e^{\frac{\alpha\tau_\Phi}{2}}\, e^{-(\alpha+i\Omega)t}\, dt = \frac{e^{\frac{\alpha\tau_\Phi}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^{-(\alpha+i\Omega)t}}{\alpha+i\Omega}\Bigg|_{\frac{1}{2}\tau_\Phi}^{\infty}.$$

Переходя к пределу $\alpha \to 0$, определяем

$$F_{1.2}(\Omega) = \frac{1}{i\Omega\sqrt{2\pi}} \left[\cos\frac{\Omega\tau_\Phi}{2} - i\sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\right]. \qquad (П.9)$$

Складывая $F_{1.1}(\Omega)$ и $F_{1.2}(\Omega)$, находим

$$F_1(\Omega) = \frac{2}{i\sqrt{2\pi}\,\tau_\Phi\,\Omega^2} \sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}. \qquad (П.10)$$

Временна́я и спектральная характеристики косинус-квадратного импульса могут быть получены следующим образом. Согласно рисунку табл. 2.1 для этого импульса

$$f_1(t) = \begin{cases} \cos^2\Omega_к t & \text{для } \dfrac{-\pi}{2\Omega_к} \leqslant t \leqslant \dfrac{\pi}{2\Omega_к} \\ 0 & \text{для } \dfrac{-\pi}{2\Omega_к} \geqslant t \geqslant \dfrac{\pi}{2\Omega_к}. \end{cases} \qquad (П.11)$$

Следовательно,

$$F(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\frac{\pi}{2\Omega_к}}^{\frac{\pi}{2\Omega_к}} \cos^2\Omega_к t\, e^{-i\Omega t}\, dt. \qquad (П.12)$$

Заменяя $e^{-i\Omega t} = \cos\Omega t - i\sin\Omega t$, разбиваем интеграл (П.12) на два интеграла. Интеграл, содержащий синус, равен нулю, как интеграл нечётной функции. Поэтому

$$F(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\frac{\pi}{2\Omega_к}}^{\frac{\pi}{2\Omega_к}} \cos^2\Omega_к t \cos\Omega t \cdot dt. \qquad (П.13)$$

Учитывая, что $\cos^2 x = 0{,}5(1+\cos 2x)$, и заменяя произведение косинусов соответствующей суммой, получаем $F(\Omega)$ в виде суммы трёх простых интегралов:

$$F(\Omega)=\frac{1}{2\sqrt{2\pi}}\int\limits_{-\frac{\pi}{2\Omega_к}}^{\frac{\pi}{2\Omega_к}}\cos\Omega t\cdot dt+\frac{1}{4\sqrt{2\pi}}\int\limits_{-\frac{\pi}{2\Omega_к}}^{\frac{\pi}{2\Omega_к}}\cos(\Omega-2\Omega_к)t\cdot dt+$$

$$+\frac{1}{4\sqrt{2\pi}}\int\limits_{-\frac{\pi}{2\Omega_к}}^{\frac{\pi}{2\Omega_к}}\cos(\Omega+2\Omega_к)t\cdot dt.$$

Решая эти интегралы, получаем

$$F(\Omega)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\cdot\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\left[\frac{1}{\Omega}+\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}\right]. \qquad (П.14)$$

Выражение для временно́й характеристики согласно (2.2)

$$f(t)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{1}{\Omega}+\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}\right]\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\,e^{i\Omega t}\,d\Omega=$$

$$=\frac{1}{\pi}\int\limits_{0}^{\infty}\left(\frac{1}{\Omega}+\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}\right)\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\cos\Omega t\,d\Omega, \qquad (П.15)$$

поскольку второй интеграл равен нулю ввиду нечётности подынтегральной функции.

Прохождение косинус-квадратного импульса через идеальный видеотракт

Сигнал на выходе идеального видеотракта определён в виде интеграла (2.11), состоящего из двух интегралов:

$$f_2(t)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{1}{\Omega}\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\,e^{i\Omega(t-\tau)}\,d\Omega+$$

$$+\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\,e^{i\Omega(t-\tau)}\,d\Omega=f_{2.1}(t)+f_{2.2}(t). \qquad (П.16)$$

Заменяя $e^{i\Omega(t-\tau)}=\cos\Omega(t-\tau)+i\sin\Omega(t-\tau)$, можно разделить первый интеграл на два интеграла. Интеграл, содержащий $i\sin\Omega(t-\tau)$, равен нулю. Поэтому

$$f_{2.1}(t)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{1}{\Omega}\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\cos\Omega(t-\tau)\,d\Omega=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{0}^{\Omega_m}\frac{1}{\Omega}\left[\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)-\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right]d\Omega=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right]. \qquad (П.17)$$

Таким образом, $f_{2.1}(t)$ представляет первый член выражения (2.12).

Второй интеграл выражения (П.17) также делится на два интеграла, из которых интеграл, содержащий $i\sin\Omega(t-\tau)$, равен нулю. Поэтому

$$f_{2.2}(t)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\cos\Omega(t-\tau)\,d\Omega. \qquad (П.18)$$

Заменяя произведение тригонометрических функций суммой и учитывая, что

$$\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}=\frac{0{,}5}{2\Omega_к-\Omega}+\frac{-0{,}5}{2\Omega_к+\Omega},$$

можно представить $f_{2.2}(t)$ в виде суммы четырёх интегралов:

$$f_{2.2}(t)=\frac{1}{8\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)}{2\Omega_к-\Omega}d\Omega-\frac{1}{8\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)}{2\Omega_к+\Omega}d\Omega-$$

$$-\frac{1}{8\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)}{2\Omega_к-\Omega}d\Omega+\frac{1}{8\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)}{2\Omega_к+\Omega}d\Omega. \qquad (П.19)$$

Все четыре интеграла решаются одинаково. Например, для 4-го интеграла обозначим

$$2\Omega_к+\Omega=\Omega';\quad t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}=t'.$$

В этом случае

$$\frac{1}{8\pi}\int\limits_{-\Omega_m}^{\Omega_m}\frac{\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)}{2\Omega_к+\Omega}d\Omega=\frac{1}{8\pi}\int\limits_{-\Omega_m+2\Omega_к}^{\Omega_m+2\Omega_к}\frac{\sin(\Omega' t'-2\Omega_к t')}{\Omega'}d\Omega'=$$

$$=\frac{1}{8\pi}\int\limits_{-\Omega_m+2\Omega_к}^{\Omega_m+2\Omega_к}[\sin\Omega' t'\cos 2\Omega_к t'-\cos\Omega' t'\sin 2\Omega_к t']\frac{d\Omega'}{\Omega'}=$$

$$=\frac{1}{8\pi}\{\cos 2\Omega_к t'\,[\mathrm{Si}(\Omega_m+2\Omega_к)t'+\mathrm{Si}(\Omega_m-2\Omega_к)t']-$$

$$-\sin 2\Omega_к t'\,(\mathrm{Ci}(\Omega_m+2\Omega_к)t'-\mathrm{Ci}(-\Omega_m+2\Omega_к)t']\}. \qquad (П.20)$$

Решив остальные три интеграла таким же способом и сложив решения всех четырёх интегралов, окончательно получим выражение (2.12).

Определение переходных характеристик трактов с заданными характеристикамн коэффициента передачи

а) Интеграл (2.25) делится на два интеграла:

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\int_0^{\Omega_m} \sin\Omega(t-\tau)\,\frac{d\Omega}{\Omega} + \frac{\Omega_m}{2\pi^2}\int_0^{\Omega_m} \sin\frac{\Omega\pi}{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\,\frac{d\Omega}{\Omega^2}.$$

Так как

$$\int_0^{\Omega_m} \sin\Omega(t-\tau)\,\frac{d\Omega}{\Omega} = \mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau),$$

то

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau) +$$

$$+ \frac{\Omega_m}{4\pi^2}\int_0^{\Omega_m}\left[\cos\Omega\left(t-\tau-\frac{\pi}{\Omega_m}\right) - \cos\Omega\left(t-\tau+\frac{\pi}{\Omega_m}\right)\right]\frac{d\Omega}{\Omega^2}. \qquad (\text{П.21})$$

Поскольку

$$\int\cos ax\,\frac{dx}{x^2} = -\frac{\cos ax}{a} - a\int\frac{\sin ax}{x}\,dx,$$

$$\text{то } f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau) + \frac{\Omega_m}{4\pi^2}\left[-\frac{\cos\Omega\left(t-\tau-\frac{\pi}{\Omega_m}\right)}{\Omega} - \right.$$

$$-\left(t-\tau-\frac{\pi}{\Omega_m}\right)\int\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{\pi}{\Omega_m}\right)\frac{d\Omega}{\Omega} + \frac{\cos\Omega\left(t-\tau+\frac{\pi}{\Omega_m}\right)}{\Omega} +$$

$$\left. + \left(t-\tau+\frac{\pi}{\Omega_m}\right)\int\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{\pi}{\Omega_m}\right)\frac{d\Omega}{\Omega}\right]_{\Omega=0\ldots}^{\Omega=\Omega_m} \qquad (\text{П.22})$$

Решение интегралов получается в виде функций интегрального синуса. Подставляя пределы, определяем $f_2(t)$ в виде (2.26).

б) Для $n=1$ интеграл (2.30)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[1 + q\left(\cos\frac{2\Omega-\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2\right]\sin\Omega(t-\tau)\,\frac{d\Omega}{\Omega} =$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\,\frac{d\Omega}{\Omega} + \frac{q}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left(\cos\frac{2\Omega-\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2\sin\Omega(t-\tau)\,\frac{d\Omega}{\Omega}.$$

Первый интеграл

$$\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}=\frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau)\ldots \qquad (\text{П.23})$$

Второй интеграл делится на два интеграла, решения которых также получаются в виде интегральных синусов

$$\frac{q}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left(\cos\frac{2\Omega-\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}=$$

$$=\frac{q}{2\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[1+\cos\left(\frac{2\pi\Omega}{\Omega_m}-\pi\right)\right]\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}=$$

$$=\frac{q}{2\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}-\frac{q}{4\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{2\pi}{\Omega_m}\right)+\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{2\pi}{\Omega_m}\right)\right]\times$$

$$\times\frac{d\Omega}{\Omega}=\frac{q}{2\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau)-\frac{q}{4\pi}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau)+2\pi]-\frac{q}{4\pi}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau)-2\pi]\ldots \qquad (\text{П.24})$$

Суммируя решения обоих интегралов и добавляя 1/2, приходнм к выражению (2.31).

Для $n=2$

$$f_2(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[1+q\left(\cos\frac{2\Omega-\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^4\right]\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}.$$

Поскольку $\cos^4 x=\frac{1}{8}(\cos 4x+4\cos 2x+3)$, то $f_2(t)$ может быть представлено в виде суммы простых интегралов, решение которых приводит к выражению (2.32).

в) Интеграл (2.34) можно представнть в виде суммы интегралов

$$f_2(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^{\frac{1}{2}\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}+$$

$$+\frac{q}{\pi}\int_0^{\frac{1}{2}\Omega_m}\left(\cos\frac{4\Omega-\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}+\frac{1}{\pi}\int_{\frac{1}{2}\Omega_m}^{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}\ldots$$

Суммируя первый и третий интегралы, получаем (П.25)

$$\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}=\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau).$$

Второй интеграл выражения (П.25) решается так же, как и второй интеграл (П.24). В результате получается выражение (2.35). Выходные сигналы (2.37) и (2.39) определяются примерно так же, как и (2.35).

г) Выходной сигнал (2.51) представлен в виде суммы четырёх интегралов. Под знаком интеграла имеется произведение синуса (или косинуса) на $\cos(\varphi_m \sin p\Omega)$ или на $\sin(\varphi_m \sin p\Omega)$.

Например,

$$\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\cos(\varphi_m \sin p\,\Omega)\,\frac{d\Omega}{\Omega} =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)[J_0(\varphi_m)+2J_2(\varphi_m)\cos(2p\,\Omega)+$$

$$+ 2J_4(\varphi_m)\cos(4p\,\Omega)+\ldots]\,\frac{d\,\Omega}{\Omega} =$$

$$= \frac{J_0(\varphi_m)}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\frac{d\,\Omega}{\Omega} + \frac{2J_2(\varphi_m)}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\times$$

$$\times\cos(2p\,\Omega)\,\frac{d\,\Omega}{\Omega}+\ldots = \frac{J_0(\varphi_m)}{\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)+\frac{J_2(\varphi_m)}{\pi}\Big[\mathrm{Si}\,\Omega_m\times$$

$$\times\left(t-\tau+\frac{T}{2}+2p\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}-2p\right)\Big]+\ldots \qquad (\text{П.26})$$

Аналогичным образом решаются и остальные интегралы (2.51). Сумма решений всех четырёх интегралов выражается в виде (2.53).

Вывод формул (8.9) и (8.10)

Для сигнала рис. 8.4*а* интеграл (8.7) разделяется на два интеграла

$$f_2(t) = f_{2.1}(t) + f_{2.2}(t)\ldots \qquad (\text{П.27})$$

$f_{2.1}(t)$ представляет выходной сигнал, обусловленный скачком напряжения на величину A_1 в момент времени $t=0$. Для этого входного сигнала (согласно 8.3 и 8.7). $f(p)=A_1$.

Выходной сигнал

$$f_{2.1}(t) = \frac{1}{2\pi\,\mathrm{i}}\int_{+1\infty}^{-\mathrm{i}\infty}\frac{e^{pt}}{p}\,A_1\,\frac{R_0(1+pb)}{c+p\,R_0\,b}\,dp\ldots \qquad (\text{П.28})$$

Интеграл решается с помощью вычетов. Подынтегральная функция имеет два полюса:

$$p_1 = 0 \text{ и } p_2 = -\frac{c}{b\,R_0}$$

Следовательно,

$$f_{2.1}(t) = A_1\,R_0\,[\mathrm{res}_1\,\varphi(p) + \mathrm{res}_2\,\varphi(p)],$$

где вычет относительно полюса p_1

$$\operatorname{res}_1 \varphi(p) = \lim_{p \to 0} (p - 0) \frac{e^{pt}}{p} \frac{1 + pb}{c + pR_0 b} = \frac{1}{c},$$

а

$$\operatorname{res}_2 \varphi(p) = \lim_{p \to -\frac{c}{R_0 b}} \left(p + \frac{c}{R_0 b}\right) \frac{e^{pt}}{p} \frac{1 + pb}{c + pR_0 b} = e^{-\frac{c}{R_0 b} t} \left(\frac{1}{R_0} - \frac{1}{c}\right).$$

Таким образом,

$$f_{2.1}(t) = A_1 R_0 \left[\frac{1}{c} + e^{-\frac{c}{R_0 b} t} \left(\frac{1}{R_0} - \frac{1}{c}\right)\right] = \frac{A_1}{c} \left[R_0 + R_3 e^{-\frac{c}{R_0 b} t}\right], \ldots,$$

так как $c = R_0 + R_3$. (П.30)

Второй интеграл обусловлен скачком напряжения на величину A в момент времени $t = \tau$ и поэтому может быть записан как

$$f_{2.2}(t) = \frac{A}{c} \left[R_0 + R_3 e^{-\frac{c}{R_0 b} (t - \tau)}\right].$$

Он существует, лишь начиная с момента времени $t = \tau$.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 7845—55. Телевидение чёрно-белое. М., 1956.
2. Система высокочастотного телефонирования К-1920. Информ. сборник «Техника связи». Связьиздат, 1962.
3. Система дальней связи L3. Информ. сборник «Техника связи за рубежом». Связьиздат, 1957.
4. Рекомендации Международных Консультативных Комитетов по Телефонии и Телеграфии. Связьиздат, 1959.
5. Гольдман С. Гармонический анализ, модуляция и шумы. Изд-во иностр. лит-ры, 1951.
6. Давыдов Г. Б. Основы теории и расчёта фазокорректирующих цепей. Связьиздат, 1958.
7. Добровольский Г. В. Передача импульсов по каналам связи. Связьиздат, 1960.
8. Егоров К. П. Передача телевизионных сигналов по линиям дальней связи. Лекции по технике связи. Связьиздат, 1953.
9. Егоров К. П. Основы многоканальной связи. Изд-во «Связь», 1964.
10. Кривошеев М. И. Оценка и измерение флуктуационных помех в телевидении. Лекции по технике связи. Связьиздат, 1960.
11. Круг К. А. Переходные процессы в линейных электрических цепях. Госэнергоиздат, 1948.
12. Кутуков Л. В. Переходные процессы в точечных полупроводниковых диодах. М., Институт точной механики и вычислительной техники АН СССР, 1959.
13. Оксман А. К. Демодуляция модулированных телевизионных сигналов с несимметричными боковыми полосами. «Электросвязь», 1956, № 7.
14. Оксман А. К. Флуктуационные помехи в междугородном телевизионном канале коаксиального кабеля. «Электросвязь», 1957, № 10.
15. Оксман А. К. Оптимальная глубина модуляции телевизионных сигналов в системах связи по коаксиальным кабелям. «Электросвязь», 1959, № 6.

16. Оксман А. К. Нелинейные помехи в линейном тракте коаксиального кабеля при совместной передаче телефонных и телевизионных сигналов. «Электросвязь», 1960, № 3.
17. Оксман А. К. Предварительное искажение телевизионных сигналов в системах коаксиального кабеля. «Электросвязь», 1961, № 7.
18. Татаринов В. В. Трехзначные таблицы интегральных синусов и косинусов. Л.-М., Связьтехиздат, 1934.
19. Халфин А. М. Основы телевизионной техники. Изд-во «Советское радио», 1955.
20. Системы высокочастотного телефонирования по междугородным кабельным линиям. Информ. сборник «Техника связи за рубежом». Связьиздат, 1958.
21. Система связи по коаксиальному кабелю до 12 *Мгц* (Швейцария). «Зарубежная техника связи», 1959, вып. 1.
22. Система вч связи по коаксиальному кабелю типа № 8А до 12 *Мгц* (Англия). «Зарубежная техника связи», 1961, вып. 6.
23. Техника передачи телевизионных программ по кабельным линиям ведомства связи (ФРГ). «Зарубежная техника связи», 1961, вып. 1.
24. Morisson L. W. Television Terminals for Coaxial Systems. «Electrical Eng.», 1950, February.
25. Roche A. H., Weawer L. E. Television Frequency-Translating Terminals Equipment for the Birmingam-Holme Moss Coaxial System. «Proc. IEE», 1952.
26. Harling D. W. Long Cable Links for Television. «British Commun and Electronics», 1958, № 6, June.
27. Cameron H. F. L., Parrett G. E. An Introduction to the 12,5 mc. Coaxial Line Transmission System. «ATE Journal», 1961, № 1.
28. Cuttenberg W., Ettler. E. Die Endeinrichtungen für die Trägerfrequente Übertragung von Fernsehprogrammen auf Coaxial Kabeln «Siemens Zeitschrift», 1963, № 10.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие 3

ГЛАВА 1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СИГНАЛЕ ЧЁРНО-БЕЛОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ 5

1.1. Общие замечания о видеосигнале 5
1.2. Спектральный состав и спектральное распределение мощности реальных чёрно-белых видеосигналов . . . 8
1.3. Полоса частот, необходимая для высококачественной передачи видеосигналов 12

ГЛАВА 2. ВЛИЯНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ТРАКТА НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ 16

2.1. Общие замечания 16
2.2. Переходные характеристики и испытательные сигналы 17
2.3. Переходные процессы в идеальном тракте (влияние ограничения полосы передаваемых частот) 21
2.4. Переходные характеристики трактов с идеальной фазовой характеристикой при наличии амплитудно-частотных искажений 26
2.5. Переходные характеристики тракта с фазовыми искажениями при отсутствии амплитудно-частотных искажений 44
2.6. Переходные характеристики тракта с амплитудно-частотными и фазо-частотными искажениями 51

ГЛАВА 3. ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ТРАКТА НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ 55

ГЛАВА 4. ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ 59

4.1. Периодические помехи 59
4.2. Флуктуационные помехи 63

Стр.

ГЛАВА 5. СПОСОБЫ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ ПО КОАКСИАЛЬНЫМ КАБЕЛЯМ 71

5.1. Магистральные коаксиальные кабели и способы их уплотнения 71
5.2. Линейный спектр частот телевизионного сигнала . . 76
5.3. Преобразование спектра телевизионного сигнала при передаче и при приёме. Блок-схемы аппаратуры преобразования сигналов 79
5.4. Формирование сигнала в аппаратуре оконечных станций 91

ГЛАВА 6. МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ 95

6.1. Модуляция сигналов на передающей стороне . . . 95
6.2. Демодуляция сигналов на приёмной стороне 101

ГЛАВА 7. НЕЛИНЕЙНЫЕ И ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ПОМЕХИ В ТЕЛЕВИЗИОННОМ КАНАЛЕ 120

7.1. Нелинейные помехи в высокочастотном тракте при передаче только телевизионного сигнала 120
7.2. Нелинейные помехи при совместной передаче телевизионных сигналов и сигналов многоканальной телефонии . . 128
7.3. Флуктуационные помехи высокочастотного тракта . . 131
7.4. Нелинейные и флуктуационные помехи в аппаратуре оконечных станций 133

ГЛАВА 8. СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КАНАЛА 135

8.1. Предварительное искажение линейных телевизионных сигналов 135
8.2. Оптимальная глубина модуляции телевизионных сигналов 145
8.3. Передача постоянной составляющей видеосигнала . . 150
8.4. Выбор несущей частоты телевизионного канала и основной контрольной частоты в системе связи по коаксиальному кабелю 155

ГЛАВА 9. КОРРЕКТИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ТЕЛЕВИЗИОННОМ КАНАЛЕ 158

ГЛАВА 10. УРОВЕНЬ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ 166

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Аппаратура передачи сигналов телевидения системы уплотнения К-1920 170
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Передача сигналов телевидения в зарубежных системах связи по коаксиальному кабелю . . . 179
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Основные требования, предъявляемые к телевизионным каналам. Измерение параметров телевизионных каналов 182
ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Выводы некоторых формул 187
ЛИТЕРАТУРА 196